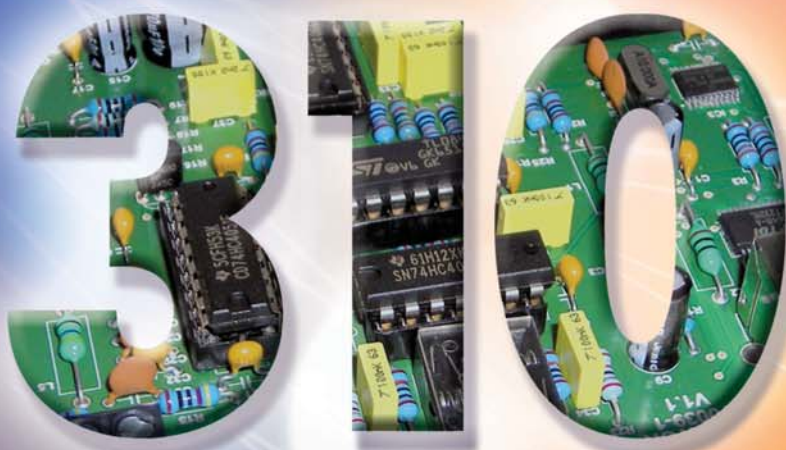


# 310 circuits



**Un trésor de solutions créatives  
pour tous les domaines de l'électronique**

**e**lektor

Cette version numérique au format PDF  
diffusée par Elektor est une copie intégrale  
de la version papier originale épuisée



**ELEKTOR**

# **310 circuits**

*Un trésor de solutions créatives  
pour tous les domaines de l'électronique*

[www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Copyright © 2009 – Publitronic - Elektor International Media

Conformément au droit d'auteur, ce copyright ne s'applique pas à certains schémas reproduits dans ce livre à titre de **citation** et d'**illustration** des propos et de la démarche intellectuelle de l'auteur, avec l'aimable autorisation des ayants-droit.

**Toute reproduction ou copie, même partielle, de ce livre, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.**

*No part of this book may be reproduced, in any form or means whatsoever, without permission in writing from the publisher. While every precaution has been taken in the preparation of this book, the publisher and author assume no responsibility for errors or omissions. Neither is any liability assumed for damages resulting from the use of the information contained herein.*

La protection du droit d'auteur s'étend non seulement au contenu mais également aux illustrations, y compris aux circuits imprimés et aux projets y relatifs. En conformité avec l'article 30 de la Loi sur les brevets, les circuits mentionnés ne peuvent être exécutés qu'à des fins particulières ou scientifiques et non pas dans ou pour une entreprise ; **ces exécutions et/ou applications se font en dehors de toute responsabilité de l'éditeur.**

En application de la loi du 11 mars 1957, toute reproduction ou copie de ce livre, même partielle et sur quelque support que ce soit, sans l'accord écrit de l'éditeur, est interdite.

**Le code de la propriété intellectuelle du 1<sup>er</sup> juillet 1992 interdit expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit.**

L'éditeur remercie d'avance le lecteur qui prendra la peine de lui signaler les erreurs éventuelles qui auront échappé à sa vigilance (écrire à [webmaster@elektor.fr](mailto:webmaster@elektor.fr)).

Mise en page : Mariline Thiebaut-Brodier  
Couverture : EtCetera - Aix-la-Chapelle  
Coordination : Denis MEYER  
Imprimé aux Pays-Bas par Wilco (08/09)

ISBN (version papier) : 978-2-86661-171-2



## Avertissement

Dans les listes de composants, si la référence de la platine est suivie de « \*\*\* », cela signifie que cette platine est distribuée par la société *The PCBshop*. Il faut donc se rendre sur le site <http://www.thepcbshop.com> pour se la procurer.

Pour les autres platines, il faut consulter le site d'Elektor :

<http://www.elektor.fr>

Il suffit de saisir dans le champ Rechercher :

- soit la référence de la platine
  - soit la référence du texte
- (elle apparaît en *italique* à la fin de chaque description).

Le site met également à disposition des programmes et des dessins de platine.

Afin de vous aider à trouver votre solution créative parmi les 310 circuits proposés, les pages qui suivent contiennent :

- ♦ un sommaire dit « classique »
- ♦ un sommaire alphabétique
- ♦ un sommaire thématique.

## Sommaire

<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>	<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>
001	Débitmètre-compteur à gaz	1	042	Chargeur automatique de batterie de voiture	64
002	MLI à composants discrets	2	043	Touche à effleurement capacitive simple	65
003	Horloge pointeuse	3	044	Chargeur de batteries sur allume-cigares	67
004	Alimentation 48 V pour microphones	4	045	Détecteur de mouvement sans fil à ZigBee	69
005	Chargeur et régulateur à cellules solaires	6	046	Convertisseur 12 V/240 V économique	70
006	Interrupteur crépusculaire fluo	7	047	La lumière ! SVP !	72
007	Affichage de consommation pour accu	8	048	Mini générateur haute tension	73
008	Toupie à LED	12	049	Chargeur de batteries à panneaux solaires	74
009	Convertisseur abaisseur faible tension	14	050	Repousse moustiques écologique	76
010	Gradateur pour LED	14	051	Lampe à pompe de charge piézo	77
011	Féerie subaquatique	15	052	Récepteur GPS	78
012	Compte-tours numérique pour (vieux) Diesel	20	053	Éclairage automatique à panneaux solaires	81
013	Programmateurs compatibles USB pour AVRisp	24	054	Transmetteur audio sans fil	83
014	Convertisseur A/N 22 bits	25	055	Préamplificateur DCF77	85
015	Majordome RFID	25	056	Coupe-veilleuse à l'USB	86
016	Pilote de servo	28	057	Le PC me play plus, la guitare bien	86
017	Électrification mystérieuse	29	058	Commande de feu anti-brouillard	87
018	Télécommandez les appareils chez vous par DTMF	30	059	Clignotant sinusoïdal	87
019	Jauge virtuelle pour ULM	33	060	Déclencheur de flash allié	88
020	Lampe « bouteille de vin »	37	061	Simulateur de présence intelligent	88
021	Thermostat à tout faire	38	062	Commande programmable de servo	90
022	Capteur de température à interface bifilaire	41	063	Auto-coupure pour équipement audio	92
023	Commande en largeur d'impulsion	43	064	Commutation en souplesse	92
024	Domino compteur	43	065	Rétro-éclairage efficace	93
025	Touche à effleurement à un fil	45	066	Interrupteur secteur sur télécommande	94
026	Pitchmètre pour hélicoptère miniature	45	067	Automate d'éclairage extérieur	95
027	Éclairage horticole sous Flowcode	47	068	Clignotant d'alerte à LED haut rendement	96
028	Économie de broches	49	069	Commutation automatique de calibre	97
029	Testeur de réaction à ATtiny13	49	070	Câble de données en convertisseur d'interface	98
030	Détecteur de feu anti-brouillard	50	071	Éclairage de cycle à LED	99
031	Générateur solaire « suiveur »	50	072	Silencieux de télé	100
032	Témoin de chauffe pour station de soudage Weller	52	073	Petite alimentation de laboratoire	101
033	Alarme de tente	54	074	Commande externe de lampe à éclat	102
034	1-2-3 – Jeu garanti sans µC	55	075	Convertisseur à découpage pour LED	103
035	1-2-3 De luxe	56	076	Récepteur à réaction	105
036	Sonnerie précoce	57	077	Avertisseur de missives	105
037	Sous-cadenceur de radiocommande	58	078	Interface Turbo BDM Lite ColdFire	107
038	Automate d'éclairage	59	079	Câble USB ↔ RS-232	108
039	Testeur de LED	60	080	Ampli de répartition vidéo à 5 sorties	110
040	Alimentation ininterrompible pour le solaire	60	081	Scintillement pseudo-aléatoire	111
041	Carte de score	62	082	Testeur d'accu multi-tâches	112
			083	Normes ISO pour autoradios	112
			084	Irisations RGB	114

## Sommaire

<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>	<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>
085	Thermomètre portatif	114	126	Communication IR par UART	177
086	Wattmètre audio rustique	115	127	Relais PIC clignotant	177
087	Le Mystère du OC171 (résolu)	116	128	Commande de volume automatisé	178
088	Micro espion en MF	118	129	Convertisseur N/A simple pour robots	179
089	Oscilloscope simplissime	119	130	Commande bidirectionnelle de moteur 12 V	180
090	Témoin de tension pour panneau solaire	120	131	De battre, mes mains l'ont arrêté	181
091	Sélecteur S/PDIF automatique	120	132	Capteur pour robot suiveur de ligne	182
092	Isolateur vidéo	122	133	Système de vision CMUCam1	183
093	Radio logicielle à tube	123	134	Capteur PIR	187
094	SimpleProg – ISP pour AVR	124	135	Convertisseur A/N pour robots	188
095	Modules radio avec info retour	124	136	Boussole pour Mindstorms® NXT Lego	189
096	Alim fantôme pour antenne TV	125	137	zBot : étage de puissance 10 A pour moteur CC	190
097	Détournement des PR4401/02	126	138	zBot : alimentation piles/solaire	191
098	Ventilateur 12 V alimenté en 230 V	128	139	Télécommande IR à R8C	193
099	Redresseur actif	129	140	Catapulte pour robot... ou autre	194
100	Vigie de LiPo	131	141	Pilote complet de moteur pas à pas	198
101	Coffre-fort photo	133	142	Régulateur LDO avec démarrage en douceur ou suivi	200
102	Bascule magnétique	133	143	Télémètre infrarouge à PIC ou à Basic Stamp	202
103	Capteur auditif stéréo	134	144	Antenne 2,4 GHz pour véhicules robotisés	205
104	Contrôleur de moteur CC MLI de 3 A	141	145	Commande de servos	207
105	Mesure de tension négative avec le R8C	143	146	Détecteur d'obstacles lointains à ultrasons	209
106	Commutateur à commande sonore	145	147	Platine de prototypage à Propeller pour le BoeBot	211
107	Carte USB de démo à bas coût	146	148	Des accus LiPo en parallèle	214
108	Programmeur STK200/300 optimisé	149	149	Capteur de CO	215
109	Anti-décharge profonde pour accus	150	150	Interface série pour Propeller	216
110	Interrupteur ou indicateur de surchauffe	151	151	Hunter, le chasseur	217
111	Programmeur pour LPC900	151	152	Babybot	221
112	Capteur de pouls sans fil	155	153	Naq'un-pied	222
113	555 en alimentation à découpage	156	154	Mini-inverseur	223
114	Régulateur à découpage à entrée large 3 A réglable	157	155	TriWi	224
115	« TEAclipper » – programmeur « timbre-poste »	159	156	Boîtes de construction EE de Philips	226
116	Dompteur de couleurs	160	157	« Tremblote »	228
117	Récepteur pour télécommandes RC5	161	158	Constance de tension	228
118	Télécommande radio pour PDA et Smartphones	162	159	Chargeur d'accus Li	229
119	zBot : liaison sans fil	164	160	Robot pendulaire	231
120	MotoBox – Pilote moteurs à CC, pas à pas et servos	165	161	Bolo	236
121	MOPS le robot	170	162	Un robot détecteur d'obstacles	237
122	Détecteur d'impulsion supprimée	172	163	Robots moustachus	241
123	Convertisseur USB	173	164	Commande de moteurs pas à pas	242
124	Réducteur de tension MLI	175	165	Antieu-robot	244
125	Lucioles chaotiques à LED	176			

## Sommaire

<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>	<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>
166	Détecteur d'obstacles proches à infrarouges . . . . .	245	201	Convertisseur-abaisseur « avare » . . . . .	324
167	Contrôleur de moteur pas à pas à PIC12C508 . . . . .	247	202	Chargeur d'accus CdNi polyvalent . . . . .	326
168	Du magnétophone à cassettes au moteur de propulsion de robot . . . . .	249	203	Neurostimulation sous-cutanée électrique . . . . .	328
169	Voix de robot . . . . .	251	204	Protection pour pompe de puits . . . . .	329
170	Un inclinomètre pour votre robot . . . . .	253	205	Ampli hybride pour casque . . . . .	331
171	Un robot chercheur de lumière . . . . .	255	206	Chrono-brosse . . . . .	332
172	Un robot qui ne perd pas le Nord . . . . .	257	207	Affichage LCD universel . . . . .	334
173	Positionnement à réseau de photodiodes . . . . .	260	208	Contrôleur pour convertisseur-abaisseur . . . . .	337
174	Comment commander des moteurs CC de puissance . . . . .	261	209	Contrôle acoustique pour clignotant . . . . .	339
175	Robot-footballeur . . . . .	264	210	Module 8 canaux pour oscilloscope . . . . .	340
176	Un robot avec une mémoire d'éléphant . . . . .	265	211	Fusible pour USB . . . . .	341
177	Quel cerveau pour mon robot ? . . . . .	267	212	Antenne active . . . . .	342
178	Des accus en double . . . . .	277	213	Pont entre sériel et Bluetooth . . . . .	345
179	Buggy Formule Flowcode . . . . .	279	214	Testeur de télécommande IR . . . . .	346
180	Moteur à réducteur à moment de force important pour 5 € . . . . .	284	215	Commande de tonalité paraphase . . . . .	346
181	« Navigateur » – Pilotage par GPS de robot mobile . . . . .	286	216	Platine de programmation pour le R8C/13 . . . . .	349
182	Et pourtant il marche ! . . . . .	290	217	Commutateur USB pour imprimantes . . . . .	352
183	LED comme capteur de lumière . . . . .	293	218	Ventilateur silencieux . . . . .	352
184	Conversion servo-moteur ® moteur . . . . .	295	219	Thermomètre 1-Wire avec LCD . . . . .	353
185	Robots footballeurs . . . . .	296	220	Pilote à FET pour microprocesseur . . . . .	356
186	Nouvelle brique moteur – Lego MINDSTORMS® NXT . . . . .	298	221	Ampli audio à couplage CC . . . . .	357
187	SPI, MICROWIRE & Co. – Les bus courts à l'œuvre . . . . .	299	222	Redresseur en pont à FETMOS de puissance . . . . .	358
188	« Biquettes » Logiques . . . . .	303	223	Condensateur de Miller . . . . .	360
189	Chargeur rapide d'accus NiMH . . . . .	304	224	LCD graphique 84'48 pixels . . . . .	361
190	Oreille de chauve-souris . . . . .	306	225	Hotte aspirante automatique . . . . .	363
191	Tiny-RGB . . . . .	307	226	Commutation ZigBee pour télécommande . . . . .	364
192	Flash-esclave rustique . . . . .	308	227	Protection pour fusible . . . . .	365
193	Montage pour signaux lumineux de block Märklin . . . . .	309	228	Poussoir électronique . . . . .	367
194	Interrupteur thermique pour capteur solaire . . . . .	310	229	Réglage de contraste pour LCD . . . . .	367
195	I2C – Synchronisation d'un oscilloscope à mémoire sur les signaux d'un esclave donné . . . . .	312	230	Serrure codée câblée . . . . .	368
196	Tremplin pour servo radiocommandé . . . . .	314	231	Émetteur MF à amplificateur opérationnel . . . . .	369
197	Amplificateur hybride simple . . . . .	316	232	Circuit de présélection pour servo . . . . .	370
198	Commande d'aiguillage pour réseau ferroviaire . . . . .	319	233	10000x avec un seul transistor . . . . .	372
199	Télécommande Easy Home . . . . .	320	234	Nouvelle interface KW-1281 . . . . .	373
200	Commande de moteur pas à pas . . . . .	323	235	Hauteur d'antenne et portée . . . . .	374
			236	Radio mp3 pour senior . . . . .	375
			237	Interface intelligente pour un à huit servos . . . . .	377
			238	Anti-calcaire électronique . . . . .	378
			239	Simulateur de présence . . . . .	380
			240	Détecteur de lumière, de pénombre et d'obscurité . . . . .	381

## Sommaire

<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>	<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>
241	Télécommande marche/arrêt à infrarouge . . . . .	382	274	Tachymètre pour ventilo de PC . . . . .	424
242	Automatisme pour lave-glaze . . . . .	383	275	Clignotant à LED multicolores . . . . .	425
243	Torricelli électronique . . . . .	384	276	Stabilisateur haute tension protégé en court-circuit . . . . .	426
244	Préamplificateur RIAA multimédia . . . . .	386	277	Multimètre en détecteur de foudre . . . . .	427
245	Protection pour ligne téléphonique . . . . .	387	278	Comment connecter son projet au PC ? . . . . .	428
246	Répétiteur de sonnerie téléphonique . . . . .	388	279	« Prédicteur » d'orage . . . . .	429
247	Protection pour pile . . . . .	389	280	Protecteur de LED frugale . . . . .	430
248	Déclencheur de flash-esclave . . . . .	390	281	Programmation sérielle du Propeller . . . . .	431
249	Limitation de courant paramétrable . . . . .	391	282	Un pH-mètre en E-blocks . . . . .	432
250	Oscillateur de puissance à amplitude constante . . . . .	393	283	Interrupteur satellite secteur I . . . . .	434
251	Séparateur pour électrophone . . . . .	393	284	Interrupteur satellite secteur II . . . . .	435
252	Appareil bio de « luminothérapie » à LED . . . . .	395	285	E-blocks, le concept PLC le moins cher . . . . .	436
253	Oscillateur en mode partiel à ampli-op . . . . .	396	286	Message reçu ! . . . . .	437
254	Testeur d'accumulateurs super simple . . . . .	397	287	Cellule photoélectrique modulée . . . . .	438
255	Quadruple alimentation pour amplificateur hybride . . . . .	397	288	Compteur Geiger . . . . .	439
256	Odomètre de bicyclette avec dynamo sur moyeu . . . . .	399	289	LED Luxeon . . . . .	441
257	Circuit de commande pour 20 LED . . . . .	400	290	Port IrDA sur le PC . . . . .	442
258	Une autre source de puissance pour halogène . . . . .	401	291	Maternage de tension . . . . .	443
259	USB-mètre . . . . .	402	292	SATA . . . . .	444
260	Mise à niveau pour le récepteur DRM . . . . .	403	293	Émetteur IR S/PDIF . . . . .	445
261	Système d'orientation simple pour panneau solaire . . . . .	406	294	Alimentation 5 V directe . . . . .	446
262	Coupure automatique du PC . . . . .	407	295	Adaptateur MP3 pour téléviseur . . . . .	448
263	R8CKey . . . . .	408	296	Module LCD en 4 bits . . . . .	450
264	Feu anti-brouillard pour « oldtimer » . . . . .	410	297	Éteindre sa broche à LED . . . . .	451
265	Commutateur de disque dur . . . . .	411	298	Adaptateur de quartz CMS . . . . .	451
266	Charlieplexing . . . . .	412	299	Récepteur IR S/PDIF . . . . .	452
267	Alarme laser . . . . .	414	300	Convertisseur 12 V pour bougie . . . . .	453
268	Chasse-limaces . . . . .	415	301	Cellule photoélectrique sensible au sens de passage . . . . .	454
269	Générateur d'impulsions optiques . . . . .	417	302	Détecteur de crête pour oscilloscope . . . . .	456
270	Applets de simulation . . . . .	419	303	Des gammes pour un voltmètre . . . . .	457
271	Adaptateur SCSI . . . . .	420	304	Module de substitution d'affichage LCD standard . . . . .	458
272	Programmation USB de 89LPC9xx . . . . .	421	305	Thermo-commutateur . . . . .	459
273	Changeur de genre SCSI2 . . . . .	423	306	Préamplificateur de micro symétrique . . . . .	460
			307	Suiveur de lumière . . . . .	461
			308	Extension de l'interface universelle . . . . .	462
			309	Lampe solaire avec le PR4403 . . . . .	464
			310	L'œuf de Colomb . . . . .	464

## Sommaire « alphabétique »

<i>Titre (N°)</i>	<i>page</i>	<i>Titre (N°)</i>	<i>page</i>
<b>!</b>		<b>B</b>	
10000× avec un seul transistor (233) . . . . .	372	Babybot (152) . . . . .	221
1-2-3 – Jeu garanti sans µC (034) . . . . .	55	Bascule magnétique (102) . . . . .	133
1-2-3 De luxe (035) . . . . .	56	« Biquettes » Logiques (188) . . . . .	303
555 en alimentation à découpage (113) . . . . .	156	Boîtes de construction EE de Philips (156) . . . . .	226
<b>A</b>		Bolo (161) . . . . .	236
Des accus en double (178) . . . . .	277	Boussole pour Mindstorms® NXT Lego (136) . . . . .	189
Des accus LiPo en parallèle (148) . . . . .	214	Buggy Formule Flowcode (179) . . . . .	279
Adaptateur de quartz CMS (298) . . . . .	451	<b>C</b>	
Adaptateur MP3 pour téléviseur (295) . . . . .	448	Câble de données	
Adaptateur SCSI (271) . . . . .	420	en convertisseur d'interface (070) . . . . .	98
Affichage de consommation pour accu (007) . . . . .	8	Câble USB ↔ RS-232 (079) . . . . .	108
Affichage LCD universel (207) . . . . .	334	Capteur auditif stéréo (103) . . . . .	134
Alarme de tente (033) . . . . .	54	Capteur de CO (149) . . . . .	215
Alarme laser (267) . . . . .	414	Capteur de pouls sans fil (112) . . . . .	155
Alim fantôme pour antenne TV (096) . . . . .	125	Capteur de température	
Alimentation 48 V pour microphones (004) . . . . .	4	à interface bifilaire (022) . . . . .	41
Alimentation 5 V directe (294) . . . . .	446	Capteur PIR (134) . . . . .	187
Alimentation ininterrompible		Capteur pour robot suiveur de ligne (132) . . . . .	182
pour le solaire (040) . . . . .	60	Carte de score (041) . . . . .	62
Ampli audio à couplage CC (221) . . . . .	357	Carte USB de démo à bas coût (107) . . . . .	146
Ampli de répartition vidéo à 5 sorties (080) . . . . .	110	Catapulte pour robot... ou autre (140) . . . . .	194
Ampli hybride pour casque (205) . . . . .	331	Cellule photoélectrique modulée (287) . . . . .	438
Amplificateur hybride simple (197) . . . . .	316	Cellule photoélectrique sensible	
Antenne 2,4 GHz		au sens de passage (301) . . . . .	454
pour véhicules robotisés (144) . . . . .	205	Changeur de genre SCSI2 (273) . . . . .	423
Antenne active (212) . . . . .	342	Chargeur automatique	
Anti-calcaire électronique (238) . . . . .	378	de batterie de voiture (042) . . . . .	64
Anti-décharge profonde pour accus (109) . . . . .	150	Chargeur d'accus CdNi polyvalent (202) . . . . .	326
Antieu-robot (165) . . . . .	244	Chargeur d'accus Li (159) . . . . .	229
Appareil bio de « luminothérapie »		Chargeur de batteries	
à LED (252) . . . . .	395	à panneaux solaires (049) . . . . .	74
Applets de simulation (270) . . . . .	419	Chargeur de batteries	
Auto-coupure pour équipement audio (063) . . . . .	92	sur allume-cigares (044) . . . . .	67
Automate d'éclairage (038) . . . . .	59	Chargeur et régulateur	
Automate d'éclairage extérieur (067) . . . . .	95	à cellules solaires (005) . . . . .	6
Automatisme pour lave-glace (242) . . . . .	383	Chargeur rapide d'accus NiMH (189) . . . . .	304
Une autre source de puissance		Charlieplexing (266) . . . . .	412
pour halogène (258) . . . . .	401	Chasse-limaces (268) . . . . .	415
Avertisseur de missives (077) . . . . .	105	Chrono-brosse (206) . . . . .	332
		Circuit de commande pour 20 LED (257) . . . . .	400

## Sommaire « alphabétique »

<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>	<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>
Circuit de présélection pour servo (232) . . . . .	370	Convertisseur à découpage pour LED (075) . . . . .	103
Clignotant à LED multicolores (275) . . . . .	425	Convertisseur A/N 22 bits (014) . . . . .	25
Clignotant d'alerte à LED haut rendement (068) . . . . .	96	Convertisseur A/N pour robots (135) . . . . .	188
Clignotant sinusoïdal (059) . . . . .	87	Convertisseur abaisseur faible tension (009) . . . . .	14
Coffre-fort photo (101) . . . . .	133	Convertisseur N/A simple pour robots (129) . . . . .	179
Commande bidirectionnelle de moteur 12 V (130) . . . . .	180	Convertisseur USB (123) . . . . .	173
Commande d'aiguillage pour réseau ferroviaire (198) . . . . .	319	Convertisseur-abaisseur « avare » (201) . . . . .	324
Commande de feu anti-brouillard (058) . . . . .	87	Coupe-veilleuse à l'USB (056) . . . . .	86
Commande de moteur pas à pas (200) . . . . .	323	Coupure automatique du PC (262) . . . . .	407
Commande de moteurs pas à pas (164) . . . . .	242		
Commande de servos (145) . . . . .	207	<b>D</b>	
Commande de tonalité paraphase (215) . . . . .	346	De battre, mes mains l'ont arrêté (131) . . . . .	181
Commande de volume automatisé (128) . . . . .	178	Débitmètre-compteur à gaz (001) . . . . .	1
Commande en largeur d'impulsion (023) . . . . .	43	Déclencheur de flash allié (060) . . . . .	88
Commande externe de lampe à éclat (074) . . . . .	102	Déclencheur de flash-esclave (248) . . . . .	390
Commande programmable de servo (062) . . . . .	90	Détecteur d'impulsion supprimée (122) . . . . .	172
Comment commander des moteurs CC de puissance (174) . . . . .	261	Détecteur d'obstacles lointains à ultrasons (146) . . . . .	209
Comment connecter son projet au PC ? (278) . . . . .	428	Détecteur d'obstacles proches à infrarouges (166) . . . . .	245
Communication IR par UART (126) . . . . .	177	Détecteur de crête pour oscilloscope (302) . . . . .	456
Commutateur à commande sonore (106) . . . . .	145	Détecteur de feu anti-brouillard (030) . . . . .	50
Commutateur de disque dur (265) . . . . .	411	Détecteur de lumière, de pénombre et d'obscurité (240) . . . . .	381
Commutateur USB pour imprimantes (217) . . . . .	352	Détecteur de mouvement sans fil à ZigBee (045) . . . . .	69
Commutation automatique de calibre (069) . . . . .	97	Détournement des PR4401/02 (097) . . . . .	126
Commutation en souplesse (064) . . . . .	92	Domino compteur (024) . . . . .	43
Commutation ZigBee pour télécommande (226) . . . . .	364	Dompteur de couleurs (116) . . . . .	160
Compte-tours numérique pour (vieux) Diesel (012) . . . . .	20		
Compteur Geiger (288) . . . . .	439	<b>E</b>	
Condensateur de Miller (223) . . . . .	360	E-blocks, le concept PLC le moins cher (285) . . . . .	436
Constance de tension (158) . . . . .	228	Éclairage automatique à panneaux solaires (053) . . . . .	81
Contrôle acoustique pour clignotant (209) . . . . .	339	Éclairage de cycle à LED (071) . . . . .	99
Contrôleur de moteur CC MLI de 3 A (104) . . . . .	141	Éclairage horticole sous Flowcode (027) . . . . .	47
Contrôleur de moteur pas à pas à PIC12C508 (167) . . . . .	247	Économie de broches (028) . . . . .	49
Contrôleur pour convertisseur-abaisseur (208) . . . . .	337	Électrification mystérieuse (017) . . . . .	29
Conversion servo-moteur @ moteur (184) . . . . .	295	Émetteur IR S/PDIF (293) . . . . .	445
Convertisseur 12 V pour bougie (300) . . . . .	453	Émetteur MF à amplificateur opérationnel (231) . . . . .	369
Convertisseur 12 V/240 V économique (046) . . . . .	70	Et pourtant il marche ! (182) . . . . .	290



## Sommaire « alphabétique »

<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>	<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>
Éteindre sa broche à LED (297) . . . . .	451	<b>J</b>	
Extension de l'interface universelle (308) . . . . .	462	Jauge virtuelle pour ULM (019) . . . . .	33
<b>F</b>		<b>L</b>	
Féerie subaquatique (011) . . . . .	15	Lampe « bouteille de vin » (020) . . . . .	37
Feu anti-brouillard pour « oldtimer » (264) . . . . .	410	Lampe à pompe de charge piézo (051) . . . . .	77
Flash-esclave rustique (192) . . . . .	308	Lampe solaire avec le PR4403 (309) . . . . .	464
Fusible pour USB (211) . . . . .	341	LCD graphique 84'48 pixels (224) . . . . .	361
<b>G</b>		LED comme capteur de lumière (183) . . . . .	293
Gammes pour un voltmètre (303) . . . . .	457	LED Luxeon (289) . . . . .	441
Générateur d'impulsions optiques (269) . . . . .	417	Limitation de courant paramétrable (249) . . . . .	391
Générateur solaire « suiveur » (031) . . . . .	50	Lucioles chaotiques à LED (125) . . . . .	176
Gradateur pour LED (010) . . . . .	14	Lumière ! SVP ! (047) . . . . .	72
<b>H</b>		<b>M</b>	
Hauteur d'antenne et portée (235) . . . . .	374	Magnétophone à cassettes	
Horloge pointeuse (003) . . . . .	3	au moteur de propulsion de robot (168) . . . . .	249
Hotte aspirante automatique (225) . . . . .	363	Majordome RFID (015) . . . . .	25
Hunter, le chasseur (151) . . . . .	217	Maternage de tension (291) . . . . .	443
<b>I</b>		Message reçu ! (286) . . . . .	437
I2C – Synchronisation d'un oscilloscope à mémoire		Mesure de tension négative	
sur les signaux d'un esclave donné (195) . . . . .	312	avec le R8C (105) . . . . .	143
Un inclinomètre pour votre robot (170) . . . . .	253	Micro espion en MF (088) . . . . .	118
Interface intelligente		Mini générateur haute tension (048) . . . . .	73
pour un à huit servos (237) . . . . .	377	Mini-inverseur (154) . . . . .	223
Interface série pour Propeller (150) . . . . .	216	Mise à niveau pour le récepteur DRM (260) . . . . .	403
Interface Turbo BDM Lite ColdFire (078) . . . . .	107	MLI à composants discrets (002) . . . . .	2
Interrupteur crépusculaire fluo (006) . . . . .	7	Module 8 canaux pour oscilloscope (210) . . . . .	340
Interrupteur ou indicateur		Module de substitution	
de surchauffe (110) . . . . .	151	d'affichage LCD standard (304) . . . . .	458
Interrupteur satellite secteur I (283) . . . . .	434	Module LCD en 4 bits (296) . . . . .	450
Interrupteur satellite secteur II (284) . . . . .	435	Modules radio avec info retour (095) . . . . .	124
Interrupteur secteur sur télécommande (066) . . . . .	94	Montage pour signaux lumineux	
Interrupteur thermique		de block Märklin (193) . . . . .	309
pour capteur solaire (194) . . . . .	310	MOPS le robot (121) . . . . .	170
Irisations RGB (084) . . . . .	114	Moteur à réducteur à moment de force important	
Isolateur vidéo (092) . . . . .	122	pour 5 € (180) . . . . .	284
		MotoBox – Pilote moteurs à CC, pas à pas et servos	
		(120) . . . . .	165
		Multimètre en détecteur de foudre (277) . . . . .	427
		Mystère du OC171 (résolu) (087) . . . . .	116



## Sommaire « alphabétique »

<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>	<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>
<b>N</b>			
Naq'un-pied (153) . . . . .	222	Programmateur compatible USB pour AVRisp (013) . . . . .	24
« Navigateur » – Pilotage par GPS de robot mobile (181) . . .	286	Programmateur pour LPC900 (111) . . . . .	151
Neurostimulation sous-cutanée électrique (203) . . . . .	328	Programmateur STK200/300 optimisé (108) . . .	149
Normes ISO pour autoradios (083) . . . . .	112	Programmation sérielle du Propeller (281) . . . .	431
Nouvelle brique moteur – Lego MINDSTORMS® NXT (186) . . . . .	298	Programmation USB de 89LPC9xx (272) . . . . .	421
Nouvelle interface KW-1281 (234) . . . . .	373	Protecteur de LED frugale (280) . . . . .	430
<b>O</b>		Protection pour fusible (227) . . . . .	365
Odomètre de bicyclette avec dynamo sur moyeu (256) . . . . .	399	Protection pour ligne téléphonique (245) . . . .	387
Oeuf de Colomb (310) . . . . .	464	Protection pour pile (247) . . . . .	389
Oreille de chauve-souris (190) . . . . .	306	Protection pour pompe de puits (204) . . . . .	329
Oscillateur de puissance à amplitude constante (250) . . . . .	393	<b>Q</b>	
Oscillateur en mode partiel à ampli-op (253) . .	396	Quadruple alimentation pour amplificateur hybride (255) . . . . .	397
Oscilloscope simplissime (089) . . . . .	119	Quel cerveau pour mon robot ? (177) . . . . .	267
<b>P</b>		<b>R</b>	
PC me play plus, la guitare bien (057) . . . . .	86	R8CKey (263) . . . . .	408
Petite alimentation de laboratoire (073) . . . .	101	Radio logicielle à tube (093) . . . . .	123
pH-mètre en E-blocks (282) . . . . .	432	Radio mp3 pour senior (236) . . . . .	375
Pilote à FET pour microprocesseur (220) . . . .	356	Récepteur à réaction (076) . . . . .	105
Pilote complet de moteur pas à pas (141) . . . .	198	Récepteur GPS (052) . . . . .	78
Pilote de servo (016) . . . . .	28	Récepteur IR S/PDIF (299) . . . . .	452
Pitchmètre pour hélicoptère miniature (026) . .	45	Récepteur pour télécommandes RC5 (117) . . . .	161
Platine de programmation pour le R8C/13 (216) . . . . .	349	Redresseur actif (099) . . . . .	129
Platine de prototypage à Propeller pour le BoeBot (147) . . . . .	211	Redresseur en pont à FETMOS de puissance (222) . . . . .	358
Pont entre sériel et Bluetooth (213) . . . . .	345	Réducteur de tension MLI (124) . . . . .	175
Port IrDA sur le PC (290) . . . . .	442	Réglage de contraste pour LCD (229) . . . . .	367
Positionnement à réseau de photodiodes (173) . . . . .	260	Régulateur à découpage à entrée large 3 A réglable (114) . . . . .	157
Poussoir électronique (228) . . . . .	367	Régulateur LDO avec démarrage en douceur ou suivi (142) . . . . .	200
Préamplificateur DCF77 (055) . . . . .	85	Relais PIC clignotant (127) . . . . .	177
Préamplificateur de micro symétrique (306) . . .	460	Répétiteur de sonnerie téléphonique (246) . . . .	388
Préamplificateur RIAA multimédia (244) . . . .	386	Repousse moustiques écologique (050) . . . . .	76
« Prédicteur » d'orage (279) . . . . .	429	Rétro-éclairage efficace (065) . . . . .	93
		Robot avec une mémoire d'éléphant (176) . . . .	265
		Robot chercheur de lumière (171) . . . . .	255
		Robot détecteur d'obstacles (162) . . . . .	237
		Robot pendulaire (160) . . . . .	231

## Sommaire « alphabétique »

<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>	<i><b>Titre (N°)</b></i>	<i><b>page</b></i>
Robot qui ne perd pas le Nord (172) . . . . .	257	pour panneau solaire (090). . . . .	120
Robot-footballeur (175) . . . . .	264	Testeur d'accu multi-tâches (082). . . . .	112
Robots footballeurs (185). . . . .	296	Testeur d'accumulateurs super simple (254) . . .	397
Robots moustachus (163) . . . . .	241	Testeur de LED (039) . . . . .	60
<b>S</b>		Testeur de réaction à ATtiny13 (029) . . . . .	49
SATA (292). . . . .	444	Testeur de télécommande IR (214) . . . . .	346
Scintillement pseudo-aléatoire (081) . . . . .	111	Thermo-commutateur (305) . . . . .	459
Sélecteur S/PDIF automatique (091) . . . . .	120	Thermomètre 1-Wire avec LCD (219). . . . .	353
Séparateur pour électrophone (251) . . . . .	393	Thermomètre portable (085). . . . .	114
Serrure codée câblée (230) . . . . .	368	Thermostat à tout faire (021). . . . .	38
Silencieux de télé (072) . . . . .	100	Tiny-RGB (191). . . . .	307
SimpleProg – ISP pour AVR (094). . . . .	124	Torricelectronique (243). . . . .	384
Simulateur de présence (239) . . . . .	380	Touche à effleurement à un fil (025). . . . .	45
Simulateur de présence intelligent (061) . . . . .	88	Touche à effleurement capacitive simple (043) . .	65
Sonnerie précoce (036) . . . . .	57	Toupie à LED (008). . . . .	12
Sous-cadenceur de radiocommande (037) . . . . .	58	Transmetteur audio sans fil (054) . . . . .	83
SPI, MICROWIRE & Co. – Les bus courts à l'œuvre (187) . . . . .	299	« Tremblote » (157). . . . .	228
Stabilisateur haute tension protégé en court-circuit (276) . . . . .	426	Tremplin pour servo radiocommandé (196) . . .	314
Suiveur de lumière (307) . . . . .	461	TriWi (155) . . . . .	224
Système d'orientation simple pour panneau solaire (261) . . . . .	406	<b>U</b>	
Système de vision CMUCam1 (133) . . . . .	183	USB-mètre (259). . . . .	402
<b>T</b>		<b>V</b>	
Tachymètre pour ventilateur de PC (274) . . . . .	424	Ventilateur 12 V alimenté en 230 V (098) . . . . .	128
« TEAclipper » – programmeur « timbre-poste » (115) . . . . .	159	Ventilateur silencieux (218). . . . .	352
Télécommande Easy Home (199) . . . . .	320	Vigie de LiPo (100) . . . . .	131
Télécommande IR à R8C (139) . . . . .	193	Voix de robot (169) . . . . .	251
Télécommande marche/arrêt à infrarouge (241) . . . . .	382	<b>W</b>	
Télécommande radio pour PDA et Smartphones (118) . . . . .	162	Wattmètre audio rustique (086). . . . .	115
Télécommandez les appareils chez vous par DTMF (018) . . . . .	30	<b>Z</b>	
Télémètre infrarouge à PIC ou à Basic Stamp (143) . . . . .	202	zBot : alimentation piles/solaire (138). . . . .	191
Témoin de chauffe pour station de soudage Weller (032) . . . . .	52	zBot : étage de puissance 10 A pour moteur CC (137). . . . .	190
Témoin de tension		zBot : liaison sans fil (119) . . . . .	164

## Sommaire « thématique »

<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>	<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>
<b>Actionneurs</b>					
	Catapulte pour robot... ou autre (140) . . . . .	194		Conversion servo-moteur ® moteur (184) . . . . .	295
	Commande bidirectionnelle de moteur 12 V (130) . . . . .	180		Du magnétophone à cassettes au moteur de propulsion de robot (168) . . . . .	249
	Commande de moteurs pas à pas (164) . . . . .	242		MotoBox – Pilote moteurs à CC, pas à pas et servos (120) . . . . .	165
	Commande de servos (145) . . . . .	207		Pilote complet de moteur pas à pas (141) . . . . .	198
	Comment commander des moteurs CC de puissance (174) . . . . .	261		Relais PIC clignotant (127) . . . . .	177
	Contrôleur de moteur CC MLI de 3 A (104) . . . . .	141		Robot-footballeur (175) . . . . .	264
	Contrôleur de moteur pas à pas à PIC12C508 (167) . . . . .	247		zBot : étage de puissance 10 A pour moteur CC (137) . . . . .	190
<b>Alimentations &amp; Chargeurs</b>					
	555 en alimentation à découpage (113) . . . . .	156		Détournement des PR4401/02 (097) . . . . .	126
	Accus en double (178) . . . . .	277		Éclairage automatique à panneaux solaires (053) . . . . .	81
	Accus LiPo en parallèle (148) . . . . .	214		Générateur solaire « suiveur » (031) . . . . .	50
	Affichage de consommation pour accu (007) . . . . .	8		Gradateur pour LED (010) . . . . .	14
	Alimentation 5 V directe (294) . . . . .	446		Lampe solaire avec le PR4403 (309) . . . . .	464
	Alimentation ininterrompue pour le solaire (040) . . . . .	60		Limitation de courant paramétrable (249) . . . . .	391
	Anti-décharge profonde pour accus (109) . . . . .	150		Mini générateur haute tension (048) . . . . .	73
	Autre source de puissance pour halogène (258) . . . . .	401		Mini-inverseur (154) . . . . .	223
	Chargeur automatique de batterie de voiture (042) . . . . .	64		Petite alimentation de laboratoire (073) . . . . .	101
	Chargeur d'accus CdNi polyvalent (202) . . . . .	326		Protection pour fusible (227) . . . . .	365
	Chargeur d'accus Li (159) . . . . .	229		Protection pour pile (247) . . . . .	389
	Chargeur de batteries à panneaux solaires (049) . . . . .	74		Quadruple alimentation pour amplificateur hybride (255) . . . . .	397
	Chargeur de batteries sur allume-cigares (044) . . . . .	67		Redresseur en pont à FETMOS de puissance (222) . . . . .	358
	Chargeur et régulateur à cellules solaires (005) . . . . .	6		Réducteur de tension MLI (124) . . . . .	175
	Chargeur rapide d'accus NiMH (189) . . . . .	304		Régulateur à découpage à entrée large 3 A réglable (114) . . . . .	157
	Circuit de commande pour 20 LED (257) . . . . .	400		Régulateur LDO avec démarrage en douceur ou suivi (142) . . . . .	200
	Constance de tension (158) . . . . .	228		Rétro-éclairage efficace (065) . . . . .	93
	Contrôleur pour convertisseur-abaisseur (208) . . . . .	337		Stabilisateur haute tension protégé en court-circuit (276) . . . . .	426
	Convertisseur 12 V/240 V économique (046) . . . . .	70		Témoin de tension pour panneau solaire (090) . . . . .	120
	Convertisseur à découpage pour LED (075) . . . . .	103		Vigie de LiPo (100) . . . . .	131
	Convertisseur abaisseur faible tension (009) . . . . .	14		zBot : alimentation piles/solaire (138) . . . . .	191
	Convertisseur USB (123) . . . . .	173			
	Convertisseur-abaisseur « avare » (201) . . . . .	324			

## Sommaire « thématique »

<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>	<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>
<b>Audio &amp; Vidéo</b>					
	Adaptateur MP3 pour téléviseur (295) . . . . .	448		Normes ISO pour autoradios (083) . . . . .	112
	Alim fantôme pour antenne TV (096) . . . . .	125		PC me play plus, la guitare bien (057) . . . . .	86
	Alimentation 48 V pour microphones (004) . . . . .	4		Préamplificateur de micro symétrique (306) . . . . .	460
	Ampli audio à couplage CC (221) . . . . .	357		Préamplificateur RIAA multimédia (244) . . . . .	386
	Ampli de répartition vidéo à 5 sorties (080) . . . . .	110		Radio mp3 pour senior (236) . . . . .	375
	Ampli hybride pour casque (205) . . . . .	331		Récepteur IR S/PDIF (299) . . . . .	452
	Amplificateur hybride simple (197) . . . . .	316		Sélecteur S/PDIF automatique (091) . . . . .	120
	Auto-coupure pour équipement audio (063) . . . . .	92		Séparateur pour électrophone (251) . . . . .	393
	Commande de tonalité paraphase (215) . . . . .	346		Silencieux de télé (072) . . . . .	100
	Émetteur IR S/PDIF (293) . . . . .	445		Wattmètre audio rustique (086) . . . . .	115
	Isolateur vidéo (092) . . . . .	122			
<b>Capteurs</b>					
	Boussole pour Mindstorms® NXT Lego (136) . . . . .	189		Inclinomètre pour votre robot (170) . . . . .	253
	Capteur auditif stéréo (103) . . . . .	134		Interrupteur ou indicateur de surchauffe (110) . . . . .	151
	Capteur de CO (149) . . . . .	215		LED comme capteur de lumière (183) . . . . .	293
	Capteur de pouls sans fil (112) . . . . .	155		Oreille de chauve-souris (190) . . . . .	306
	Capteur PIR (134) . . . . .	187		Positionnement à réseau de photodiodes (173) . . . . .	260
	Capteur pour robot suiveur de ligne (132) . . . . .	182		Robot chercheur de lumière (171) . . . . .	255
	Commutateur à commande sonore (106) . . . . .	145		Robot détecteur d'obstacles (162) . . . . .	237
	Convertisseur A/N pour robots (135) . . . . .	188		Robot qui ne perd pas le Nord (172) . . . . .	257
	Convertisseur N/A simple pour robots (129) . . . . .	179		Robots moustachus (163) . . . . .	241
	Détecteur d'obstacles lointains à ultrasons (146) . . . . .	209		Système de vision CMUCam1 (133) . . . . .	183
	Détecteur d'obstacles proches à infrarouges (166) . . . . .	245		Télémètre infrarouge à PIC ou à Basic Stamp (143) . . . . .	202
<b>Communication</b>					
	Antenne 2,4 GHz pour véhicules robotisés (144) . . . . .	205		Télécommande IR à R8C (139) . . . . .	193
	Communication IR par UART (126) . . . . .	177		Télécommande radio pour PDA et Smartphones (118) . . . . .	162
	Détecteur d'impulsion supprimée (122) . . . . .	172		Voix de robot (169) . . . . .	251
	Récepteur pour télécommandes RC5 (117) . . . . .	161		zBot : liaison sans fil (119) . . . . .	164
	SPI, MICROWIRE & Co. – Les bus courts à l'œuvre (187) . . . . .	299			
<b>Divers</b>					
	10000× avec un seul transistor (233) . . . . .	372		Charlieplexing (266) . . . . .	412
	Adaptateur de quartz CMS (298) . . . . .	451		Clignotant d'alerte à LED haut rendement (068) . . . . .	96
	Bascule magnétique (102) . . . . .	133		Clignotant sinusoïdal (059) . . . . .	87
	« Biquettes » Logiques (188) . . . . .	303		Coffre-fort photo (101) . . . . .	133
	Boîtes de construction EE de Philips (156) . . . . .	226		Commande de volume automatisé (128) . . . . .	178
	Buggy Formule Flowcode (179) . . . . .	279			

## Sommaire « thématique »

<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>	<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>
	Commande en largeur d'impulsion (023) . . . . .	43		Mystère du OC171 (résolu) (087) . . . . .	116
	Commutation en souplesse (064) . . . . .	92		Neurostimulation sous-cutanée électrique (203) . . . . .	328
	Condensateur de Miller (223) . . . . .	360		Nouvelle brique moteur – Lego MINDSTORMS® NXT (186) . . . . .	298
	Contrôle acoustique pour clignotant (209) . . . . .	339		Poussoir électronique (228) . . . . .	367
	De battre, mes mains l'ont arrêté (131) . . . . .	181		Protecteur de LED frugale (280) . . . . .	430
	Dompteur de couleurs (116) . . . . .	160		Robot avec une mémoire d'éléphant (176) . . . . .	265
	Éclairage de cycle à LED (071) . . . . .	99		Robots footballeurs (185) . . . . .	296
	Électrification mystérieuse (017) . . . . .	29		Témoin de chauffe pour station de soudage Weller (032) . . . . .	52
	Et pourtant il marche ! (182) . . . . .	290		Thermo-commutateur (305) . . . . .	459
	Lampe « bouteille de vin » (020) . . . . .	37		Touche à effleurement capacitive simple (043) . . . . .	65
	Lampe à pompe de charge piézo (051) . . . . .	77		Ventilateur 12 V alimenté en 230 V (098) . . . . .	128
	Lucioles chaotiques à LED (125) . . . . .	176		Ventilateur silencieux (218) . . . . .	352
	Module de substitution d'affichage LCD standard (304) . . . . .	458			

### Hautes fréquences

Antenne active (212) . . . . .	342	Oscillateur en mode partiel à ampli-op (253) . . . . .	396
Émetteur MF à amplificateur opérationnel (231) . . . . .	369	Préamplificateur DCF77 (055) . . . . .	85
Hauteur d'antenne et portée (235) . . . . .	374	Radio logicielle à tube (093) . . . . .	123
Micro espion en MF (088) . . . . .	118	Récepteur à réaction (076) . . . . .	105
Mise à niveau pour le récepteur DRM (260) . . . . .	403	Transmetteur audio sans fil (054) . . . . .	83

### Jeux & Modélisme

1-2-3 – Jeu garanti sans µC (034) . . . . .	55	Interface intelligente pour un à huit servos (237) . . . . .	377
1-2-3 De luxe (035) . . . . .	56	Irisations RGB (084) . . . . .	114
Automatisme pour lave-glace (242) . . . . .	383	LED Luxeon (289) . . . . .	441
Carte de score (041) . . . . .	62	Montage pour signaux lumineux de block Märklin (193) . . . . .	309
Circuit de présélection pour servo (232) . . . . .	370	Nouvelle interface KW-1281 (234) . . . . .	373
Clignotant à LED multicolores (275) . . . . .	425	Odomètre de bicyclette avec dynamo sur moyeu (256) . . . . .	399
Commande d'aiguillage pour réseau ferroviaire (198) . . . . .	319	Pilote de servo (016) . . . . .	28
Commande de feu anti-brouillard (058) . . . . .	87	Pitchmètre pour hélicoptère miniature (026) . . . . .	45
Commande de moteur pas à pas (200) . . . . .	323	Scintillement pseudo-aléatoire (081) . . . . .	111
Commande externe de lampe à éclat (074) . . . . .	102	Sous-cadenceur de radiocommande (037) . . . . .	58
Commande programmable de servo (062) . . . . .	90	Suiveur de lumière (307) . . . . .	461
Convertisseur 12 V pour bougie (300) . . . . .	453	Testeur de réaction à ATtiny13 (029) . . . . .	49
Déclencheur de flash allié (060) . . . . .	88	Tiny-RGB (191) . . . . .	307
Déclencheur de flash-esclave (248) . . . . .	390	Touche à effleurement à un fil (025) . . . . .	45
Éteindre sa broche à LED (297) . . . . .	451	Toupie à LED (008) . . . . .	12
Feu anti-brouillard pour « oldtimer » (264) . . . . .	410	Tremplin pour servo radiocommandé (196) . . . . .	314
Flash-esclave rustique (192) . . . . .	308		

## Sommaire « thématique »

<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>	<b>N°</b>	<b>Titre</b>	<b>page</b>
<b>Maison</b>					
Alarme de tente (033) . . . . .		54	Interrupteur satellite secteur I (283) . . . . .		434
Alarme laser (267) . . . . .		414	Interrupteur satellite secteur II (284) . . . . .		435
Anti-calcaire électronique (238) . . . . .		378	Interrupteur secteur sur télécommande (066) . . . . .		94
Appareil bio de « luminothérapie » à LED (252) . . . . .		395	Interrupteur thermique pour capteur solaire (194) . . . . .		310
Automate d'éclairage (038) . . . . .		59	La lumière ! SVP ! (047) . . . . .		72
Automate d'éclairage extérieur (067) . . . . .		95	Message reçu ! (286) . . . . .		437
Avertisseur de missives (077) . . . . .		105	Modules radio avec info retour (095) . . . . .		124
Cellule photoélectrique modulée (287) . . . . .		438	Oeuf de Colomb (310) . . . . .		464
Cellule photoélectrique sensible au sens de passage (301) . . . . .		454	« Prédicteur » d'orage (279) . . . . .		429
Chasse-limaces (268) . . . . .		415	Protection pour ligne téléphonique (245) . . . . .		387
Chrono-brosse (206) . . . . .		332	Protection pour pompe de puits (204) . . . . .		329
Commutation ZigBee pour télécommande (226) . . . . .		364	Répétiteur de sonnerie téléphonique (246) . . . . .		388
Détecteur de feu anti-brouillard (030) . . . . .		50	Repousse moustiques écologique (050) . . . . .		76
Détecteur de lumière, de pénombre et d'obscurité (240) . . . . .		381	Serrure codée câblée (230) . . . . .		368
Détecteur de mouvement sans fil à ZigBee (045) . . . . .		69	Simulateur de présence (239) . . . . .		380
Domino compteur (024) . . . . .		43	Simulateur de présence intelligent (061) . . . . .		88
Éclairage horticole sous Flowcode (027) . . . . .		47	Sonnerie précoce (036) . . . . .		57
Féerie subaquatique (011) . . . . .		15	Système d'orientation simple pour panneau solaire (261) . . . . .		406
Hotte aspirante automatique (225) . . . . .		363	Télécommande Easy Home (199) . . . . .		320
Interrupteur crépusculaire fluo (006) . . . . .		7	Télécommande marche/arrêt à infrarouge (241) . . . . .		382
			Thermostat à tout faire (021) . . . . .		38
<b>Mécanique</b>					
Antieu-robot (165) . . . . .		244	Moteur à réducteur à moment de force important pour 5 € (180) . . . . .		284
Babybot (152) . . . . .		221	Naq'un-pied (153) . . . . .		222
Bolo (161) . . . . .		236	« Tremblote » (157) . . . . .		228
Hunter, le chasseur (151) . . . . .		217	TriWi (155) . . . . .		224
MOPS le robot (121) . . . . .		170			
<b>Mesure &amp; Test</b>					
Capteur de température à interface bifilaire (022) . . . . .		41	Horloge pointeuse (003) . . . . .		3
Commutation automatique de calibre (069) . . . . .		97	I2C – Synchronisation d'un oscilloscope à mémoire sur les signaux d'un esclave donné (195) . . . . .		312
Compte-tours numérique pour (vieux) Diesel (012) . . . . .		20	Jauge virtuelle pour ULM (019) . . . . .		33
Compteur Geiger (288) . . . . .		439	MLI à composants discrets (002) . . . . .		2
Convertisseur A/N 22 bits (014) . . . . .		25	Module 8 canaux pour oscilloscope (210) . . . . .		340
Débitmètre-compteur à gaz (001) . . . . .		1	Multimètre en détecteur de foudre (277) . . . . .		427
Détecteur de crête pour oscilloscope (302) . . . . .		456	Oscillateur de puissance à amplitude constante (250) . . . . .		393
Gammes pour un voltmètre (303) . . . . .		457			
Générateur d'impulsions optiques (269) . . . . .		417			

## Sommaire « thématique »

<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>	<i>N°</i>	<i>Titre</i>	<i>page</i>
	Oscilloscope simplissime (089) . . . . .	119		Testeur de LED (039) . . . . .	60
	pH-mètre en E-blocks (282) . . . . .	432		Testeur de télécommande IR (214) . . . . .	346
	Redresseur actif (099) . . . . .	129		Thermomètre 1-Wire avec LCD (219) . . . . .	353
	Testeur d'accu multi-tâches (082) . . . . .	112		Thermomètre portatif (085) . . . . .	114
	Testeur d'accumulateurs super simple (254) . . . . .	397		Torricelli électronique (243) . . . . .	384

### Micro-informatique

Adaptateur SCSI (271) . . . . .	420	Coupe-veilleuse à l'USB (056) . . . . .	86
Applets de simulation (270) . . . . .	419	Coupure automatique du PC (262) . . . . .	407
Câble de données en convertisseur d'interface (070) . . . . .	98	Extension de l'interface universelle (308) . . . . .	462
Câble USB ↔ RS-232 (079) . . . . .	108	Fusible pour USB (211) . . . . .	341
Changeur de genre SCSI2 (273) . . . . .	423	Port IrDA sur le PC (290) . . . . .	442
Commutateur de disque dur (265) . . . . .	411	SATA (292) . . . . .	444
Commutateur USB pour imprimantes (217) . . . . .	352	Tachymètre pour ventilo de PC (274) . . . . .	424
		USB-mètre (259) . . . . .	402

### Microprocesseurs

Affichage LCD universel (207) . . . . .	334	Pont entre sériel et Bluetooth (213) . . . . .	345
Carte USB de démo à bas coût (107) . . . . .	146	Programmateurs compatibles USB pour AVRisp (013) . . . . .	24
Comment connecter son projet au PC ? (278) . . . . .	428	Programmateurs pour LPC900 (111) . . . . .	151
E-blocks, le concept PLC le moins cher (285) . . . . .	436	Programmateurs STK200/300 optimisés (108) . . . . .	149
Économie de broches (028) . . . . .	49	Programmation sérielle du Propeller (281) . . . . .	431
Interface sérielle pour Propeller (150) . . . . .	216	Programmation USB de 89LPC9xx (272) . . . . .	421
Interface Turbo BDM Lite ColdFire (078) . . . . .	107	Quel cerveau pour mon robot ? (177) . . . . .	267
LCD graphique 84'48 pixels (224) . . . . .	361	R8CKey (263) . . . . .	408
Majordome RFID (015) . . . . .	25	Récepteur GPS (052) . . . . .	78
Maternage de tension (291) . . . . .	443	Réglage de contraste pour LCD (229) . . . . .	367
Module LCD en 4 bits (296) . . . . .	450	SimpleProg – ISP pour AVR (094) . . . . .	124
« Navigateur » – Pilotage par GPS de robot mobile (181) . . . . .	286	« TEAclipper » – programmeur « timbre-poste » (115) . . . . .	159
Pilote à FET pour microprocesseur (220) . . . . .	356	Télécommandez les appareils chez vous par DTMF (018) . . . . .	30
Platine de programmation pour le R8C/13 (216) . . . . .	349		
Platine de prototypage à Propeller pour le BoeBot (147) . . . . .	211		

### Trucs & Astuces

Mesure de tension négative avec le R8C (105) . . . . .	143	Robot pendulaire (160) . . . . .	231
--	-----	----------------------------------	-----





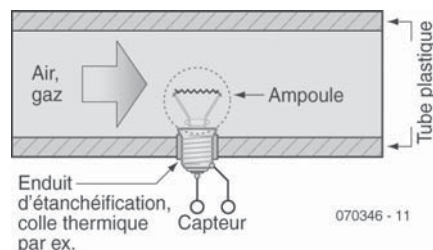
## 001 Débitmètre-compteur à gaz

MESURE &amp; TEST

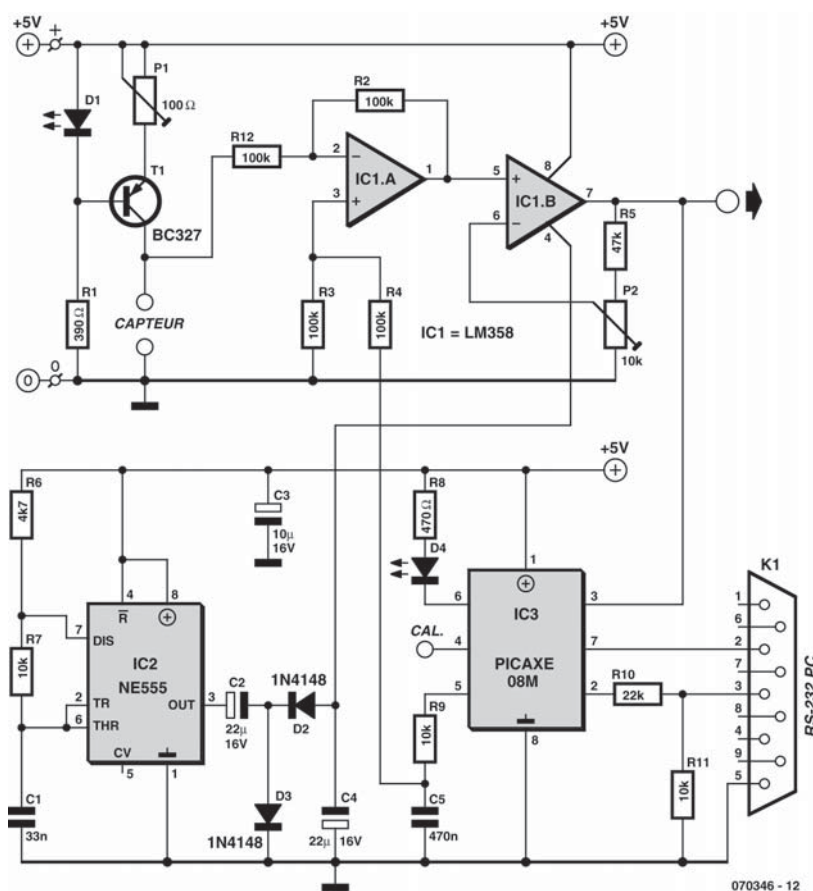
L'originalité de ce montage est le capteur utilisé : une ampoule de lampe de poche de 4,5 V. Le bulbe en verre est retiré délicatement, même par morceaux, l'essentiel étant de ne pas endommager le filament. C'est justement ce filament qui constitue le capteur proprement dit (voir ci-contre).

Comme le montre le schéma, le capteur est alimenté, donc échauffé, par une source de courant sous une intensité constante d'environ 20 mA. L'intensité, réglée par P1, est un compromis entre sensibilité et durabilité. Elle ne doit pas être trop élevée, sinon le filament atteindra une température trop élevée et finira tôt ou tard par se consumer.

Ce filament-capteur est une thermistance à coefficient positif (*PTC*) à faible inertie thermique. Plus le filament est chaud, plus sa résistance augmente, et avec elle la chute de tension, à courant constant.



Si de l'air (ou un autre gaz, **non inflammable**) traverse le tube, le filament se refroidit et la chute de tension diminue. Plus il passe d'air, plus le filament est froid, plus faible est la chute de tension à ses bornes. Cette relation est à peu près linéaire. Le principe de mesure est d'ailleurs utilisé très fréquemment pour la mesure du flux d'air dans le collecteur d'admission des moteurs à explosion. Dans



ce cas, il ne s'agit pas d'un filament, mais d'un fil fin (capteur à fil).

La chute de tension sur le filament est soustraite dans le circuit de l'amplificateur opérationnel IC1.A d'une tension produite par le microcontrôleur PICAXE (IC3) sur sa sortie en modulation de largeur d'impulsion (MLI, ou *PWM*) et le réseau R9/C5. Le deuxième amplificateur opérationnel à la suite amplifie le signal suivant les besoins. Le gain est réglable par P2.

Le PICAXE08M est un microcontrôleur PIC programmable en BASIC de *Revolution Education Ltd* (voir [www.picaxe.com](http://www.picaxe.com) et [www.roboter-teile.de](http://www.roboter-teile.de)).

Après la mise sous tension, le PICAXE fait un calage automatique du zéro. Cela permet une sensibilité énorme. En même temps la valeur mesurée est numérisée par le PICAXE. Ainsi le résultat de la mesure de débit est disponible sous forme d'une tension sur la sortie analogique (broche 7 de IC1.B) et sous forme numérique sur la sortie TTL-RS232 K1. Le programme du PICAXE est téléchargeable gratuitement du site [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Le temporisateur NE555 sert à produire une tension négative de  $-2\text{ V}$  environ pour le LM358. On obtient ainsi de ce double amplificateur opérationnel bon marché une tension de sortie de  $0\text{ V}$ . Le circuit de mesure se contente alors d'une tension d'alimentation asymétrique de  $5\text{ V}$ .

L'auteur a obtenu dans ces conditions une sortie utilisable de  $0\text{ V}$  à  $3,5\text{ V}$  avec un débit d'à peine  $0$  à  $120\text{ nl/h}$  ( $\text{nL} = \text{normLitre}$  et non pas nanolitre). Il utilise le circuit pour contrôler un débitmètre industriel pour l'azote ( $\text{N}_2$ ).

Un circuit de mesure aussi simple ne peut tout de même pas être parfait sous tous ses aspects. La sensibilité dépend fortement de la nature du filament utilisé et du courant qui le traverse (avec une compensation par l'auto-calibrage du PICAXE). Le plus gênant est la forte influence sur la sensibilité de la température du milieu de mesure. Pour la compenser, il faudrait porter le milieu avant le débitmètre à une température définie (chauffer).

✉ Il est très important de **ne pas utiliser de gaz inflammable !**

(070346-I)

R. Pretzenbacher

## 002 MLI à composants discrets

### MESURE & TEST

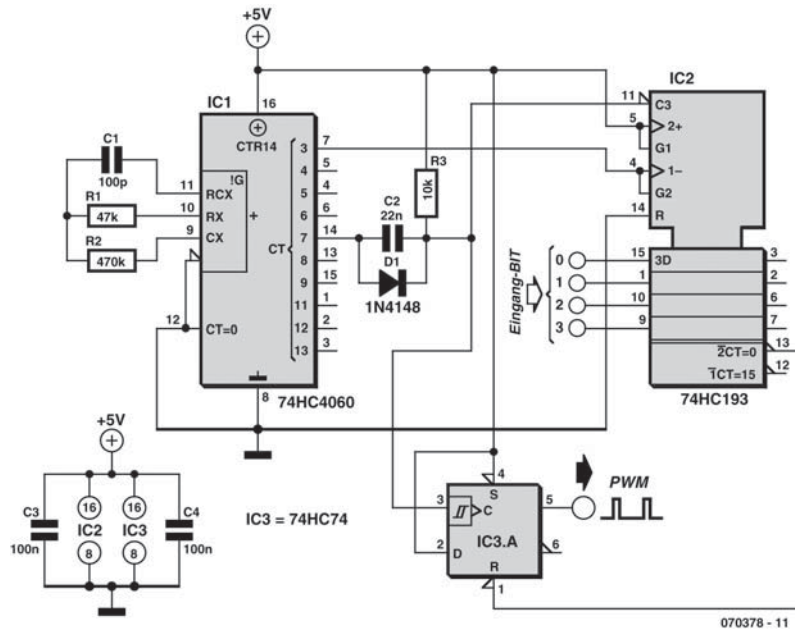
Les asservissements de vitesse de moteur à courant continu utilisent souvent des signaux PWM (MLI). On peut produire ces signaux analogiquement (p.ex. avec un circuit de base de temps NE555) ou numériquement. La production numérique de signaux MLI est souvent à la charge des modules de base de temps des microcontrôleurs. Si l'on souhaite se passer d'un tel composant, il est possible de recourir à une logique discrète. Le montage proposé ici produit ainsi deux signaux MLI de 15 niveaux chacun à partir d'une grandeur d'entrée de 8 bits. La production de ces huit bits dépend bien sûr de l'application. On peut imaginer qu'elle est due à une carte d'extension de PC ou, également, à un port de 8 bits libre d'une unité centrale sans unité MLI ou au port d'imprimante d'un ordinateur.

Le rapport impulsion/pause de ce montage n'est pas réglable jusqu'à 16/16 mais jusqu'à 15/16 seulement. Si l'on applique la combinaison de bits 0000, la sortie reste à l'état bas. Le rapport impulsion/pause est ainsi de 0/16 et le moteur n'est pas commandé. Aucun signal spécial de déblocage du moteur n'est donc nécessaire, singularité de ce montage.

Le schéma ne représente qu'une voie. Pour l'étendre à deux, il suffit d'ajouter un 74HC193 supplémentaire et d'utiliser la seconde moitié du premier 74HC74. Les broches de connexion de la seconde bascule du 74HC74 sont indiquées entre parenthèses. Le générateur d'horloge (HCF4060) peut être utilisé pour les deux voies. Il est ainsi possible de produire une modulation MLI pour deux voies avec quatre circuits intégrés seulement.

(070378-I)

Alexander Wiedekind-Klein



## 003 Horloge pointeuse

### MESURE & TEST

On trouve aujourd'hui à profusion des compteurs d'énergie pour mesurer et chiffrer la quantité d'énergie consommée par les appareils sur secteur. La condition est bien sûr que les appareils à surveiller aient une fiche secteur. Si on connaît la puissance nominale d'un appareil, on peut calculer simplement sa consommation d'énergie.

L'horloge pointeuse décrite ici, pour les appareils alimentés en 230 V, peut mesurer même dans des endroits difficilement accessibles :

1. Le nombre d'allumages et extinctions (jusqu'à 99999).
2. La durée d'allumage cumulée (jusqu'à 99999:59:59 heures, résolution 1 s) de l'appareil (lampe, ventilateur etc.).

Comme la puissance de l'appareil est connue, les données du PIC peuvent être converties facilement en consommation d'énergie dans une feuille de calcul Excel.

Le tout est organisé autour d'un processeur à huit broches PIC12F683. La consommation est suffisamment faible pour que l'alimentation passe par deux résistances de 68 kΩ (R1, R2) directement à

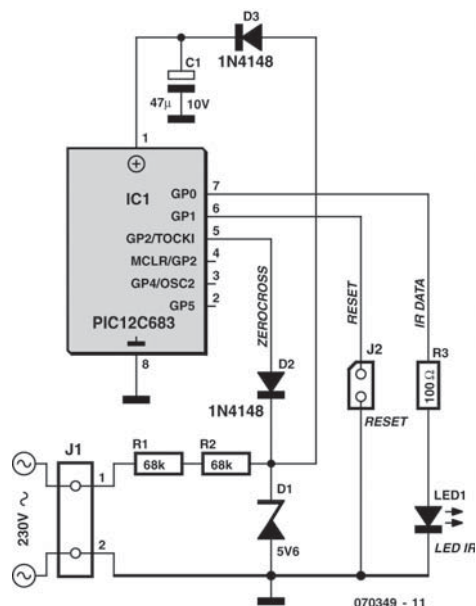
partir du secteur. La diode zener D1 limite la tension positive à 5,6 V, négative à 0,6 V. On trouve donc au point commun R2/D1 une tension à peu près rectangulaire. La diode D3 fournit avec C1 une tension lissée de 5 V au microcontrôleur PIC. La diode D2 présente à l'entrée GP2, avec une faible polarisation interne, une tension rectangulaire de 5 V avec une fréquence de 50 Hz.

Les données sont transmises à chaque seconde par une LED infrarouge au standard IrDa avec un débit de 38400 bauds. L'intensité dans la LED est limitée à environ 35 mA par R3 pendant les courtes impulsions.

La remise à zéro des données (compteur et durée) se fait par J2. Pour cela on place un cavalier lors de la mise sous tension, puis on le retire après coupure de l'alimentation.

Le logiciel est produit avec un compilateur C gratuit (*Sourceboost*, voir liens ouëbe). Il s'acquitte de plusieurs tâches :

- ♦ initialisation du processeur (*Init()*) ;
- ♦ sauvegarde des données dans l'EEPROM interne ;



- ♦ calcul des données temporelles à partir des passages par zéro du 50 Hz (*Realtime()*) ;
- ♦ émission des données IrDa par une LED infrarouge (*HandleIrDaCommunication()*) ;
- ♦ détection de la coupure d'alimentation, après quoi les données sont transférées dans l'EEPROM interne.

La routine *Init()* initialise le processeur et avance de 1 le compteur ON/OFF et la valeur stockée dans l'EEPROM. De plus les données dans l'EEPROM sont remises à zéro si le cavalier est en place.

La boucle principale (*for(;;)*) attend la détection des passages par zéro avec la routine *CheckZeroCross()*. Dès le passage par zéro, l'information temporelle est traitée dans *Realtime()* ; une fois sur

cinq, soit toutes les 100 ms, une partie des données est émise par IrDa. L'émission par la diode infrarouge est fractionnée pour éviter que C1 se décharge trop (à cause du fort courant de la LED). La routine *CheckZeroCross()* vérifie par ailleurs si le passage par zéro survient toutes les 20 ms. Si ce n'est pas le cas, l'alimentation est coupée et il faut sauvegarder les données aussi vite que possible dans l'EEPROM interne (avant que C1 soit trop déchargé).

Avec un Pocket PC (PDA) (toujours doté d'un port IrDa en standard) et un programme de terminal (par exemple Zterm/PPC, voir liens), on peut lire très facilement les données IrDa. La sortie (ASCII) est de la forme :

C=00000

H=00000:00:00

Le circuit peut être installé facilement (temporairement) dans une lampe par exemple et doit être connecté en parallèle avec l'utilisateur.

#### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Texte source et code hexa de ce projet.

#### Liens Internet

Compilateur C freeware :

[www.sourceboost.com/CommonDownload/Binaries/SourceBoostV6.85/sourceboostv685.zip](http://www.sourceboost.com/CommonDownload/Binaries/SourceBoostV6.85/sourceboostv685.zip)

Programme de terminal pour PDA :

[www.coolstf.com/ztermppc](http://www.coolstf.com/ztermppc)

(070349-I)

Thomas Rudolphi

## 004 Alimentation 48 V pour microphones

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

L'alimentation « fantôme » 48 V s'est imposée comme standard pour les micros à condensateur professionnels. Cette tension est appliquée par les deux conducteurs du câble blindé symétrique à travers deux résistances de 6kΩ8 (Cf. l'ouvrage donné en référence [1]) dont la valeur absolue n'est pas critique, puisqu'un écart de  $\pm 20\%$  est admis, mais qui doivent être appariées avec une précision

de 0,4% ou mieux [2]. De nombreux micros sont équipés d'un transformateur de sortie. Leur courant d'alimentation est prélevé sur le pont milieu du secondaire du dit transformateur. Si les courants appliqués par les deux conducteurs de la ligne symétrique ne sont pas identiques, les flux magnétiques qu'ils induisent dans le noyau du transformateur ne se compensent pas et une magnétisation

indésirable apparaît, qui provoque de la distorsion et une réduction de la dynamique du micro.

Avec un courant de sortie de 0,4 A, l'alimentation décrite dans cet article peut satisfaire les besoins de 40 microphones au moins... La tension secteur est appliquée à un transformateur de 30 VA qui délivre 24 V efficaces. Son secondaire est connecté à un redresseur doubleur de tension constitué des diodes D1, D2 et des condensateurs C3 et C4. Les condensateurs C1 et C2 neutralisent le bruit de commutation généré par les diodes du redresseur. Ce redresseur délivre une tension de l'ordre de 72 V et offre donc une marge suffisante pour compenser des fluctuations de  $\pm 10\%$  de la tension secteur.

La régulation de tension est confiée à IC1, un régulateur de type TL783KC [3]. Il s'agit d'un régulateur ajustable en boîtier TO220 qui offre une excellente réjection de l'ondulation résiduelle et un bruit peu élevé. Ce régulateur comprend un transistor de passage MOS et admet une tension d'entrée de 125 V, ce qui en fait le candidat idéal pour l'application considérée. Les diodes D3 et D4 ont pour mission respective de protéger l'alimentation contre les transitoires engendrés lors de la mise à l'arrêt du circuit ou contre les polarisations inverses. La tension de sortie est fixée par les résistances R1 et R2 selon la formule :

$$V_{\text{out}} = V_{\text{ref}} \cdot \left(1 + \frac{R2}{R1}\right)$$

avec comme tension de référence :  $V_{\text{ref}} = 1,27 \text{ V}$ .

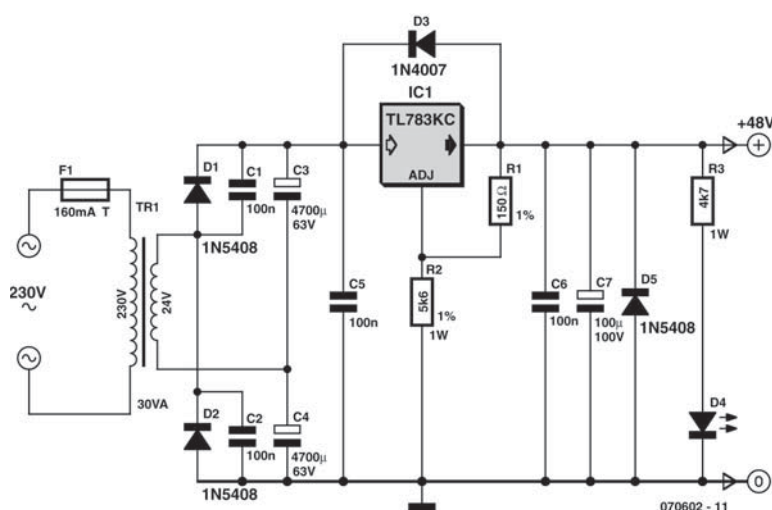
Ces résistances devront de préférence avoir une précision de 1% et R2 sera susceptible de dissiper 0,5 W. La résistance R3 fournit une charge minimale indispensable pour maintenir la tension à vide de l'alimentation à 48 V, et sert accessoirement à alimenter la diode électroluminescente LED1. Si la diode électroluminescente D4 n'est pas utilisée, R3 sera impérativement connectée à la masse. *Last but not least*, le régulateur IC1 sera installé sur un radiateur dont la résistance thermique ne dépassera pas 1,5 K/W à l'aide des moyens d'isolation classiques : canon isolant, feuille de mica et pâte conductrice thermique... en quantité suffisante, mais raisonnable !

### Bibliographie et liens Internet

- [1] Jörg WUTTKE, « Mikrofonaufsätze », p.83 [www.schoeps.de/E-2004/miscellaneous.html](http://www.schoeps.de/E-2004/miscellaneous.html) (document de 11 Mo en allemand téléchargeable au bas de la dite page)
- [2] Norme DIN EN 61938
- [3] <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/tl783.html>
- [4] [http://fr.wikipedia.org/wiki/Alimentation\\_fantôme](http://fr.wikipedia.org/wiki/Alimentation_fantôme)

(070602-I)

Joseph Kreutz



## ALIMENTATIONS & CHARGEURS



sortie. Tant mieux si vous pouvez dénicher une diode Schottky appropriée.

La fonction principale de T1, comme régulateur *shunt*, est de protéger la batterie des dégâts d'une surcharge. En prime, il fournit une régulation de la tension de sortie. La résistance R3 de faible valeur est commutée en parallèle sur le panneau solaire par T1 de manière à ce que le courant des cellules la traverse. La diode zener D2 est bien sûr essentielle au circuit parce qu'elle limite la tension de sortie quand il faut faire conduire T1, en connectant le panneau à la masse via R3. De cette manière, il n'y a pas de tension d'entrée pour le convertisseur, il n'est pas possible de surcharger la batterie.

Les batteries scellées au plomb et acide surchargées produisent du gaz, ce qui peut conduire finalement à les endommager. Il est donc crucial de bien choisir

la valeur de la diode zener D2. Il existe des batteries spéciales au plomb et acide pour les applications solaires, elles ont une meilleure fiabilité aux cycles de charge et décharge et souffrent moins de pertes internes que les modèles commercialisés pour les véhicules.

Dernier conseil, ne mesurez jamais la sortie sans lui brancher une charge, le courant d'ondulation pourrait endommager votre appareil (à moins que ce ne soit un 1948 AVO mk2).

### Lien Internet

[www.electronica.se](http://www.electronica.se)

(070894-1)

Lars Näs

## 006 Interrupteur crépusculaire fluo

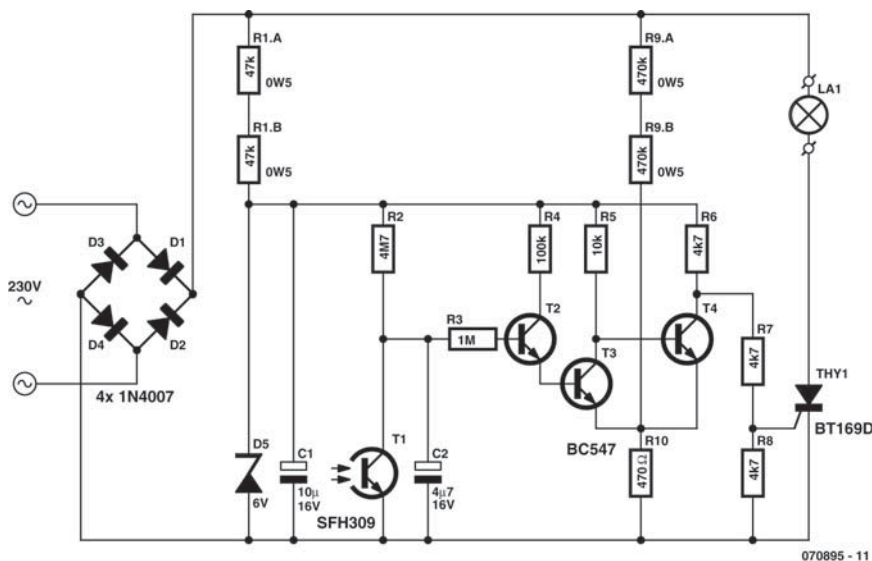
**MAISON**

Cet interrupteur crépusculaire est conçu tout spécialement pour les lampes fluorescentes. Son circuit ne compte que peu de composants et tient sur une platine de  $2 \times 3$  cm s'il est fabriqué en CMS.

La tension du secteur est redressée par les diodes D1 à D4 et le résultat est appliqué à un circuit série composé d'une lampe fluorescente et d'un thyristor. De jour, le thyristor ne reçoit pas de courant sur sa

gâchette et la lampe reste éteinte. De nuit, le thyristor reçoit en permanence un courant de gâchette si bien que la lampe fluorescente reste bien régulièrement allumée.

Le détecteur d'obscurité se compose du circuit construit autour de T1 à T4. Cette partie est alimentée directement par la tension redressée via R1/D5/C1.



Le phototransistor T1 mesure la quantité de lumière ambiante. De jour, quand la lumière est suffisante, T1 conduit. Dans ce cas, T2 et T3 se bloquent et T4 conduit. Le thyristor ne reçoit aucun courant de gâchette.

Lorsque la nuit commence à tomber, la tension monte entre les bornes du condensateur C2. A un moment donné, elle est suffisante pour que T2 et T3 conduisent. Le courant de base de T4 s'annule et ce transistor se bloque. Le thyristor reçoit en perma-

nence un courant de gâchette du diviseur de tension R6/R7/R8 et la lampe s'allume. Une certaine hystérésis à la commutation de T2 et T3 est assurée par R9 et R10. Le montage ne risque ainsi pas de claquer des dents au crépuscule.

Attention à la sécurité du montage qui est relié directement au secteur.

(070895-I)

Peter Herlitz

## 007 Affichage de consommation pour accu

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

L'homme a besoin de passe-temps. La pêche en est un par excellence. Qui dit pêche dit bien souvent petit bateau et c'est alors que l'électronique entre en scène. L'auteur possède un petit canot à moteur hors-bord électrique. La pêche étant synonyme de temps, de patience et de concentration il peut fort bien arriver que l'on ait épuisé l'accu et qu'il faille payer sur de bonnes distances, ce dont on se serait fort bien passé.

Pour l'auteur, des techniques simples telles que chronométrage du temps pour calculer le point de retour optimal n'ont jamais rien donné vu que la pêche est une affaire de nombreuses portions de trajet courtes. Il devait y avoir une solution électronique.

Le calcul de l'énergie drainée de l'accu requiert un affichage LCD, un microcontrôleur et des capteurs. En principe, il faut mesurer la durée (facile) et la tension (encore plus facile), mais sans oublier le courant avec le moins de pertes possibles (plus délicat). Le produit de ces trois facteurs est, tout le monde le sait, l'énergie électrique.

Pour un microcontrôleur, la mesure de durée est l'enfance de l'art. Les plus modernes d'entre eux possèdent un convertisseur A/N intégré, de sorte que la mesure précise de la tension de l'accu ne pose pas de problème elle non plus. Avec le courant les choses se compliquent car il serait idiot, vu les courants importants mis en jeu dans le cas de moteurs électriques, de dissiper bêtement quelques pourcents de la charge de l'accu dans une résistance de *shunt*.

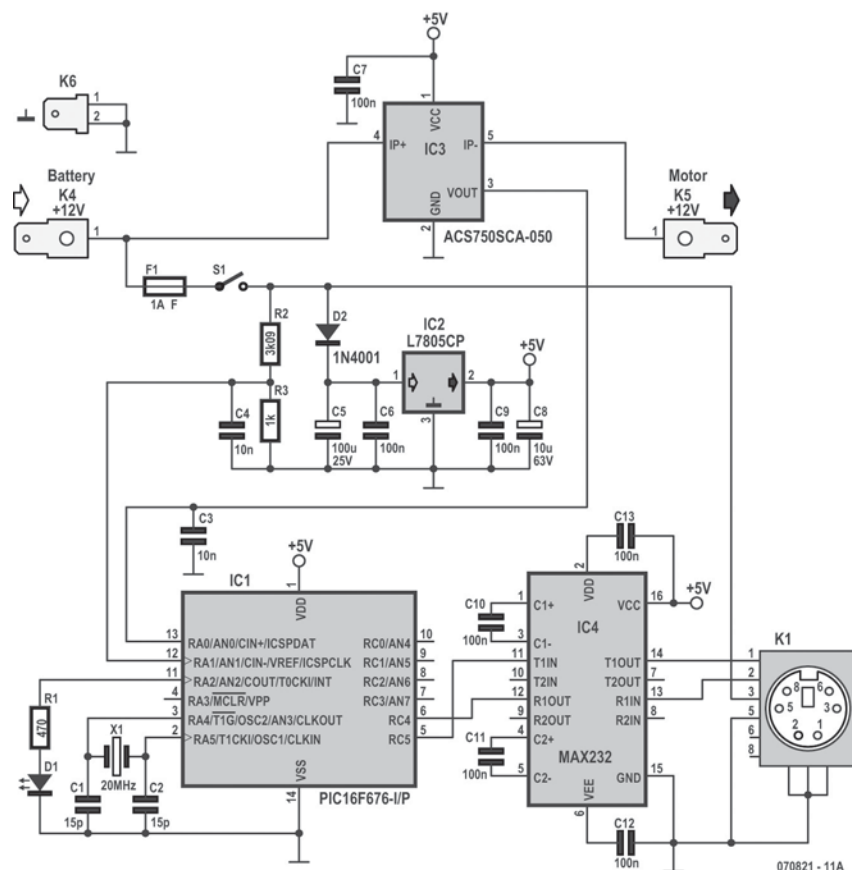
Il existe heureusement des détecteurs de courant conçus à cette intention. Le ACS750 [1] est, en

principe, constitué d'un pont de câblage très épais et intègre des capteurs Hall et l'électronique de traitement nécessaire. La résistance ne vaut que 130  $\mu\Omega$ . L'alimentation du circuit intégré se fait sous 5 V ; en l'absence de circulation de courant il fournit une tension de repos de 2,5 V. En fonction du sens du flux, cette tension diminue ou augmente. L'exemple utilisé ici, un ACS750SCA-050, est linéaire sur une plage de  $\pm 50$  A et produit une variation de tension proportionnelle de 1 V pour 25 A, ce qui est tout à fait du goût de l'unité A/N d'un microcontrôleur.

Pour ce genre d'applications, la mesure de la tension est secondaire. Il faut la garder à l'œil pour voir si, suite à un problème (mauvais contacts, etc.) elle ne chute pas trop fortement. En principe, elle reste relativement constante et il suffit par conséquent de mesurer la charge électrique drainée de l'accu sous forme classique de Ah.

On mesurera expérimentalement la capacité de l'accu : quelques ronds dans l'eau jusqu'à ce que l'accu pleinement chargé au départ soit totalement à plat tout en demandant à l'électronique de mesurer les ampères-heures consommés au cours de cette opération. On notera le résultat. On pourrait imaginer une saisie de la capacité de l'accu et une visualisation en pourcents du « contenu du réservoir ». Notre approche permet de n'utiliser, en « interface de saisie », qu'une seule touche servant, entre autres, à remettre à zéro le compteur d'Ah. Ceci se fait lors de la mise sous tension. Si l'on appuie sur la touche lors de la mise sous tension, le compteur est remis à zéro. Si ce n'est pas le cas, le



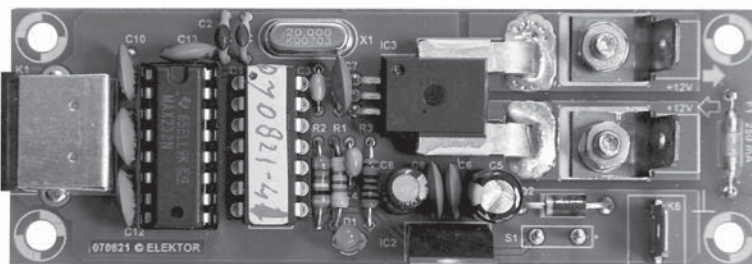


comptage reprend à la valeur mémorisée précédemment.

Il est souhaitable, pour garantir un bon fonctionnement de l'affichage de consommation, de subdiviser l'électronique en deux sous-ensembles. Dans la plupart des cas l'accu et le moteur se trouvent à l'arrière du bateau alors que le regard du capitaine est tourné lui vers l'avant. Il faut inévitablement quelques mètres de câble, ce qui implique une transmission hors-parasites des données de mesure.

L'auteur a décidé pour cette raison d'intégrer un microcontrôleur tant dans la section de mesure que dans le sous-ensemble d'affichage, la transmission de données se faisant par RS-232. Il faut donc utiliser un MAX232 pour la normalisation de la conversion de niveau, circuit que l'on retrouve sur le second schéma.

Côté détecteur on trouve un PIC16F676 disposant, par le biais de ses entrées analogiques, d'une résolution de 10 bits, ce qui se traduit, grâce au diviseur de tension R2/R3, par une résolution de 20 mV





Si l'on préfère sa propre interconnexion, il faudra modifier en conséquence le dessin des embases d'interconnexion. Tout ce qui importe en fait est le transfert des lignes de masse, RxD, TxD et du 12 V de l'alimentation.

## Listes des composants

<b>Module « capteurs »</b> <b>Résistances</b> R1 = 470 $\Omega$ R2 = 3k $\Omega$ 09 R43 = 1 k $\Omega$ <b>Condensateurs</b> C1,C2 = 15 pF céramique RM 5 mm C3,C4 = 10 nF céramique RM 5 mm C5 = 100 $\mu$ F/25 V radial $\varnothing$ 6,3 mm C6,C7,C10 à C13 = 100 nF céramique RM 5 mm C8 = 10 $\mu$ F/25 V radial RM 2,5 mm C9 = 100 nF céramique RM 5 mm <b>Semi-conducteurs</b> D1 = LED rouge D2 = 1N4001 IC1 = PIC16F676-20I/P (programmé 070821-41) IC2 = 7805 IC3 = ACS750SCA-050 IC4 = MAX232 (DIP16) <b>Divers</b> K1 = embase Mini-DIN à 6 contacts encartable K4 à K6 = languette auto 2 $\times$ boulon + écrou M3 F1 = fusible miniature 1 A rapide soudable S1 = interrupteur unipolaire Câble Mini-DIN doté de fiches 6 points pour interconnexion des modules X1 = quartz 20 MHz (résonance parallèle) Platine 070821-1*** X2 = quartz 20 MHz (résonance parallèle) Platine 070821-2***	<b>Module d'affichage</b> <b>Résistances</b> R4,R5,R7,R9 = 2k $\Omega$ 7 R6,R8 = 56 $\Omega$ R10 = 27 k $\Omega$ P1 = ajustable 10 k $\Omega$ <b>Condensateurs</b> C14 = 220 $\mu$ F/16 V radial RM 2,5 mm $\varnothing$ 6,3 mm C15 à C17,C19 à C22 = 100 nF céramique RM 5 mm C18 = 10 $\mu$ F/25 V radial RM 2,5 mm C23,C24 = 15 pF céramique RM 5 mm <b>Semi-conducteurs</b> D3 = 1N4148 T1 = BC337 IC5 = 7805 IC6 = MAX232 (DIP16) IC7 = PIC16F628-20/P (programmé 070821-42) <b>Divers</b> J1 = embase à 2 contacts + cavalier S2 = bouton-poussoir K2 = embase Mini-DIN à 6 contacts encartable K3 = embase à 1 rangée de 6 contacts RM 2,54 mm LCD1 = EA DIP162 DNLED LCD à 2 lignes de 16 caractères X2 = quartz 20 MHz (résonance parallèle) Platine 070821-2***
--	---

Côté « affichage » l'afficheur est soudé directement sur le côté « pistes » de la platine (Cf. dessin des pistes), ce qui explique qu'il ne faille le souder qu'en tout dernier !

Pour éliminer tout risque d'erreur, la broche 1 de l'affichage est identifiée par un LCD1 côté « composants ». Il ne devrait pas y avoir de problème alors.

Il est judicieux de prévoir un support pour chacun des microcontrôleurs sachant que cela permet une optimisation possible du micrologiciel. Nous mettons à votre disposition le contenu des microcontrôleurs sous forme de code source (en MPLAB de Microchip) et de code .hex directement flashable sur notre site [2]. La platine de l'affichage est dotée d'une embase à six contacts, K3, permettant une programmation « in situ » du PIC.

Après mise en fonction par S1 on voit brièvement apparaître à l'écran :

### Accu Control WEN May 07

puis :

### for reset press switch... 7

ce qui démarre un *countdown* de 7 s.

On a ensuite visualisation de l'état actuel de l'accu, c'est-à-dire tension, courant instantané et charge disponible.

En cas de placement du cavalier J1, on a la possibilité, par le biais de la touche, d'ajuster le point zéro du détecteur de courant sur  $\pm 10$  digits.

Toutes les 10 s, la charge momentanée est stockée dans l'EEPROM du microcontrôleur pilotant l'affichage. Le rétroéclairage n'est activé que moteur en route ou après brève action sur la touche.

Le pêcheur bien équipé possède souvent des lunettes spéciales dotées d'un filtre de polarisation (diminuant les réflexions sur l'eau). Il peut arriver

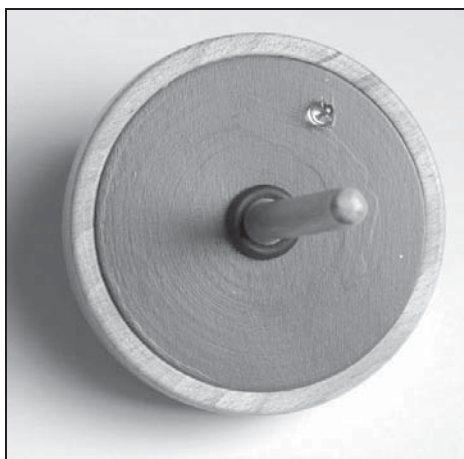
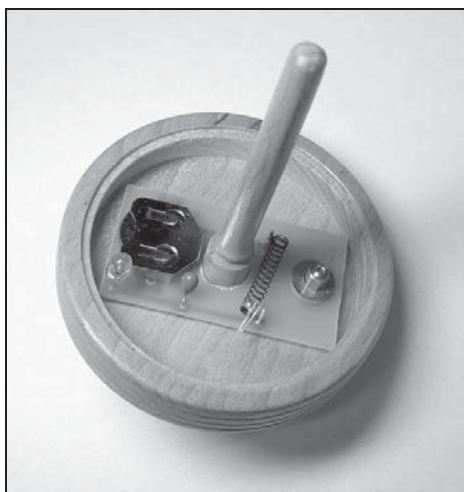




effets sur une toupie en mouvement. Cependant il existe une version intéressante avec des couleurs se fondant lentement, telles qu'elles sont massivement utilisées dans les jeux de lumière. L'agréable transition lumineuse est obtenue par modulation d'impulsions en largeur. C'est précisément ce qui est remarqué sur la toupie étant donné la haute fréquence de lieu de la LED brillante par la création d'effets lumineux esthétiques comme le montrent les exemples photographiés par l'auteur.

La commutation est ainsi dotée d'un tel jeu de lumière LED et d'une pile ronde 3 V. Sans oublier le commutateur de force centrifuge car il est hors de question d'en faire cadeau à un enfant et que les batteries soient déjà déchargées.

Pour la convivialité du montage ultérieur, l'auteur a mis au point une platine de commutation qui en fonction de la dotation présente un trou central permettant un rabat par-dessus la tige à l'intérieur de la toupie. La dotation de la platine est disponible sous forme de fichier sous [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr). Enfin, pour équilibrer la toupie, aucune pièce désolidarisée soumise à la force centrifuge ne peut être tolérée à l'intérieur. Les deux plots de brasage ST1 et ST2 servent de contact au commutateur. Souder un ressort à vis brasable de stylo à bille (en essayer plusieurs éventuellement) sur un plot. A l'autre extrémité du ressort, souder un fil en cuivre argenté. Le fil constitue donc avec l'autre plot de soudage, le contact d'un interrupteur, qui est fermé par la force centrifuge (voir photo). Au repos, le fil et le plot



doivent présenter un écart de contact de 1 mm. Comme appui de contact pour la pile ronde, il convient de souder sur la platine une punaise métallique au milieu de la surface pour y loger la batterie.

L'équilibrage est réalisé à l'aide d'une vis M3x10 avec un écrou et une rondelle en U de 4 m, permettant un léger décalage. Si nécessaire, on peut utiliser plusieurs rondelles en U ou écrous.

D'avance, nous vous souhaitons beaucoup de plaisir lorsque vous verrez briller les yeux des enfants qui recevront cette toupie en cadeau

(070916-I)

Volker Ludwig (DD0EU)



## 009 Convertisseur abaisseur faible tension

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Il arrive que l'on dispose d'une alimentation 5 V et qu'un composant du circuit ait encore besoin d'une tension plus faible. Tant que la consommation reste en deçà de 600 mA, un régulateur à découpage de la série TPS62000 de Texas Instruments constitue le candidat idéal.

En voici les principaux avantages :

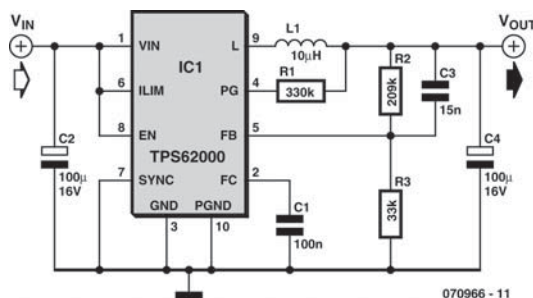
- ◆ Un petit boîtier SMD restant cependant très facile à souder à la main.
- ◆ Une fréquence de travail élevée de 750 kHz  
→ faible inductance externe.
- ◆ FETMOS de puissance intégrés  
→ meilleur rendement (jusqu'à 95%).
- ◆ Pas besoin de diode de commutation externe.

Un convertisseur de tension de très haut rendement peut être ainsi réalisé dans un espace très réduit. On trouvera, sur le site Elektor, le fichier du dessin de platine proposé par l'auteur.

Le TSOP62000 met à disposition une tension de référence interne de 0,45 V, permettant, à l'aide des deux résistances R2 et R3, d'obtenir des tensions de sortie comprises entre 0,5 V et 5 V. La formule de calcul est la suivante :

$$U_{\text{out}} = 0,45 \text{ V} + 0,45 \text{ V} \times \frac{R2}{R3}$$

Pour des tensions plus faibles, l'inductance de L1 devrait être de 10 µH et pour une tension de sortie



de 3,3 V ou plus, on optera pour une valeur de 22 µH. La tension d'entrée peut se situer dans la plage allant de 2 à 5,5 V mais doit naturellement toujours être supérieure à la tension de sortie recherchée. Au regard du dimensionnement indiqué, on obtient pour une tension d'entrée de 5 V, une tension de sortie de 3,3 V. Si l'on désire réduire encore plus le nombre de composants nécessaires, il est possible d'utiliser un exemplaire de la série paramétré pour une tension de sortie fixe. Ils existent pour les valeurs de tension suivantes : 0,9, 1,0, 1,2, 1,5, 1,8, 1,9, 2,5 et 3,3 V. R2, R3 et disparaissent alors, de sorte que la broche 5 sera reliée directement à la sortie.

(070966-I)

Steffen Graf

## 010 Gradateur pour LED

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

La luminosité d'une DEL ne peut être modifiée qu'en variant le courant, pas la tension. Voici un exemple basé sur un microcontrôleur AVR (2313 d'Atmel) servant de comparateur. La consigne à l'entrée comparateur AC1 est comparée à la tension sur AC2 proportionnelle au courant de la LED.

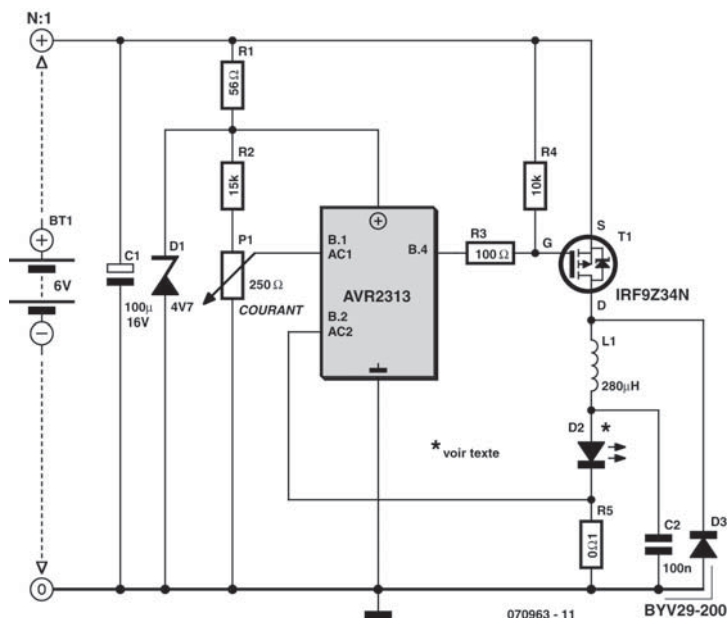
Le contrôleur mis sous tension annule la tension de grille du MOSFET raccordé à B.4. Le MOSFET devient conducteur et un courant croissant linéairement passe par l'inductance et la LED. La résistance *shunt* 0,1 Ω cause une chute de tension proportionnelle au courant. La consigne est atteinte ? Le contrôleur bloque le MOSFET et laisse s'écouler quelques millisecondes. Le courant traversant alors l'inductance, la LED, le *shunt* et la

diode roue libre décroît linéairement. Puis tout recommence. Une ondulation triangulaire est superposée au courant continu produit. Le programme Bascom du contrôleur (voir listage) est simple et bref. Téléchargement du code source et du fichier .hex : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

La tension du circuit est fournie par une pile 6 V plomb gel. La résistance 56 Ω et la diode zener limitent et stabilisent la tension d'alimentation du contrôleur. Celle-ci, ajustée par P1, sert également de référence pour le diviseur.

DEL utilisée : Luxeon LXHL-LW3C (valeurs nominales : 3 W,  $U_{\text{LED}} = 3,7 \text{ V}$ ,  $I_{\text{LED}} = 0,7 \text{ A}$ ).

Un condensateur 100 nF parallèle à la LED et au *shunt* est monté à même la carte. Il élimine les per-



Un problème s'est manifesté brusquement : échauffement (très) marqué de la LED. La valeur de coupure du courant n'était pas respectée. Cela pourrait être dû à un plantage du contrôleur ou à un potentiomètre sale ou endommagé.

Si le curseur ne frotte plus sur la piste résistante, l'entrée comparateur est ouverte et peut (comme alors le courant de la LED) se trouver à un potentiel arbitraire. Une surveillance qui redémarre rapidement le contrôleur pourrait aider dans le premier cas, une résistance de rappel du comparateur vers la masse dans le second.

turbations dues à la capacité des câbles. L'électrolytique 100 µF en tampon est très important : il assure la constance de la tension de fonctionnement  $U_B$  de 6 V.

L'inductance ne doit pas être saturée par le courant maximum. Elle doit avoir une valeur appropriée et posséder une robustesse à toute épreuve. Le *shunt* doit être une résistance à couche de carbone. L'inductance d'une résistance bobinée engendrerait une composante rectangulaire faussant la valeur du courant.

Cette lampe a été utilisée en spéléologie. Elle a fonctionné continuellement sans problème et sans consommation excessive (par rapport aux halogènes).

### Listage

```
,Alim. à découpage avec PMOS pour DEL Luxeon
$regfile = „2313def.dat“
$crystal = 4000000

config pind.0 = output
DDRB = &B00010000 'B.4 = Sortie
ACSR = &B00000000 'Config. comparateur
dim i as byte
Portb.4 = 1 'fini

do
Portb.4 = 0 'Commuter inductance
do
loop until acsr.aco = 1 'Si Imax atteint
    -> couper

Portb.4 = 1
waitus 5
loop
```

(070963-I)

Jean-Claude Feltes

## 011 Féerie subaquatique

MAISON

« 16 millions de couleurs dans l'eau de votre piscine », tel pourrait être le sous-titre de cet article s'il nous avait fallu trouver un slogan pour le vendre (dans l'un des autres sens du terme) dans un catalogue de vente par correspondance. Les LED de (forte) puissance sont, en quelques mois, devenues des composants aux applications de plus en plus

« voyantes ». Philips n'a-t-il pris à son compte l'illumination des avenues les plus célèbres du monde ?

L'auteur de ce projet s'est mis en tête de donner des airs de fête à sa piscine et ce avec les moyens les plus abordables. L'utilisation d'une alimentation de PC toute faite pour l'apport énergétique permet de

réduire de façon très sensible les coûts de l'ensemble de cette réalisation.

### Principe

Trois générateurs de MLI (modulation de largeur d'impulsion) commandent trois groupes de LED haute luminosité rouges, vertes et bleues selon un mot de 8 bits par couleur, ce qui se traduit, théoriquement, par la possibilité de donner 16 millions de nuances à l'eau que ce projecteur éclaire.

### Schéma

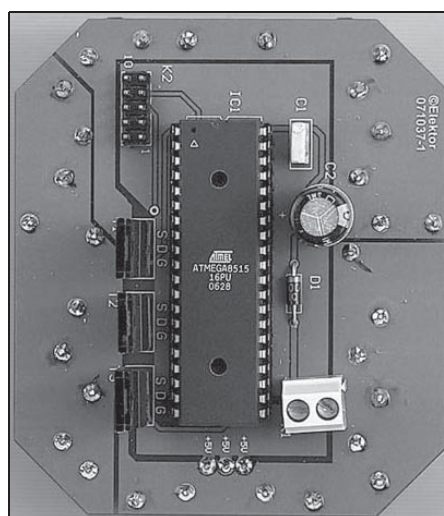
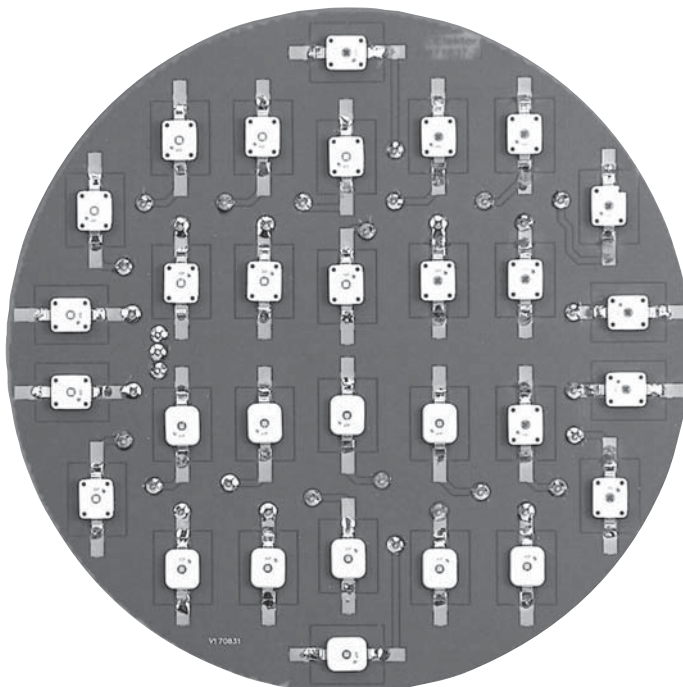
Un coup d'œil au schéma permet de se demander si son dessinateur n'a pas oublié quelque chose, vu l'excellente « lisibilité » de l'électronique mise en œuvre. Un microcontrôleur et pas moins de trois barrettes d'une dizaine de LED dotées toutes les trente de leur résistance de limitation de courant ; chacune des barrettes est pilotée par un transistor, et voilà dévoilés tous les ingrédients de cette recette.

Le microcontrôleur, IC1, un AT90S8515P d'Atmel est, en ce qui concerne son potentiel, indéniablement sous-exploité mais son choix se justifie par la présence de trois contrôleurs PWM (*Pulse Width Modulation* = MLI pour Modulation en Largeur d'Impulsion) dans le même boîtier ainsi que par son prix très abordable et son excellente disponibilité. La carte possède un connecteur ISP (*In System Programming*), K2, pour une éventuelle mise à jour du logiciel.

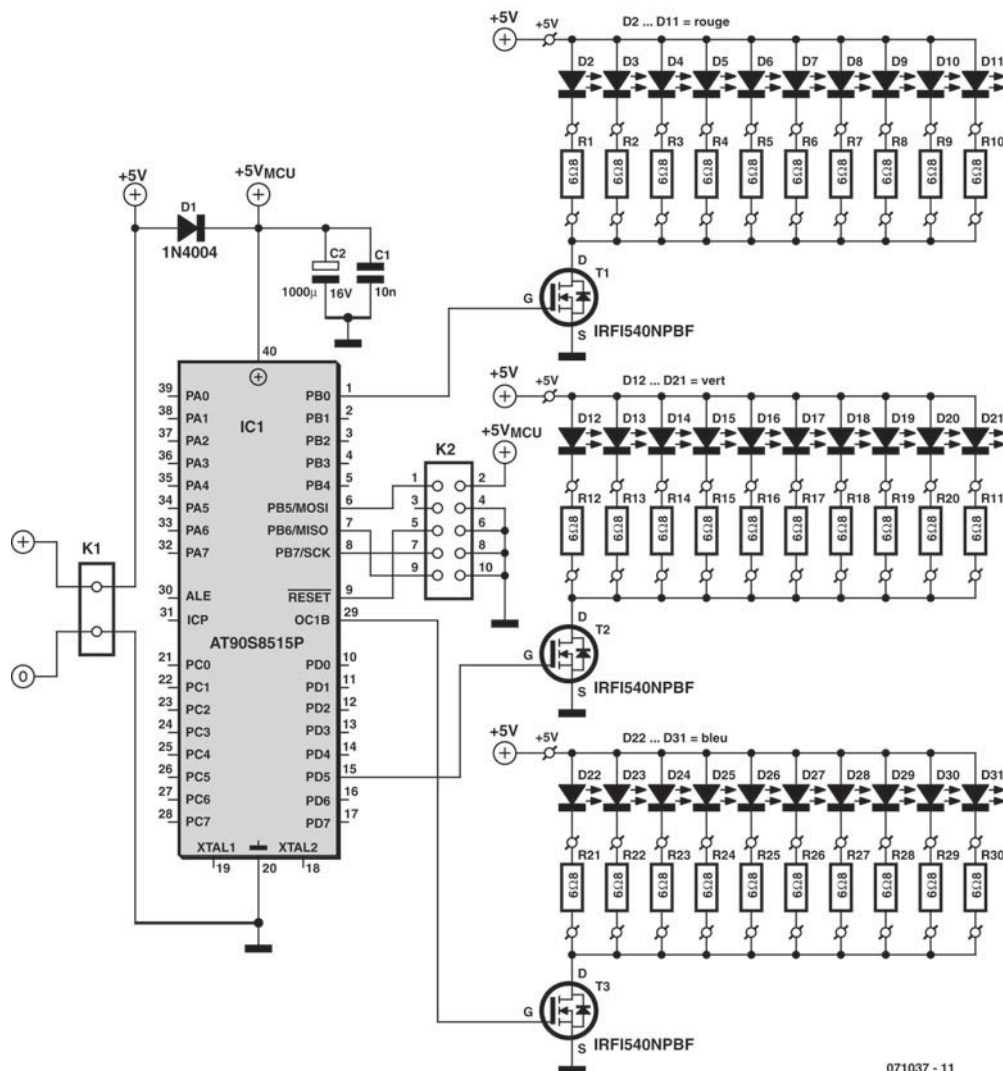
Les trois sorties PWM attaquent des transistors FETMOS du type IRFI540NPBF, T1 à T3, capables de supporter une puissance largement suffisante pour l'application. On peut envisager de les doter d'un petit dissipateur qui suffira à évacuer le peu de chaleur qu'engendre la commutation des transistors. Ces transistors commandent chacun une dizaine de LED.

L'intensité maximale absorbée par le projecteur sous 5 V est proche de 10 A, ce qui impose la réali-

sation d'une alimentation de bonne puissance. La fabriquer soi-même s'avérerait coûteux. La solution à ce dilemme de prix a donc été d'opter pour une alimentation de PC, qui, pour une somme modique, met à disposition quelque 30 A sous 5 V. Voilà, tout est dit de ce qu'il y a lieu de savoir sur l'électronique mise en œuvre. L'aspect que nous allons





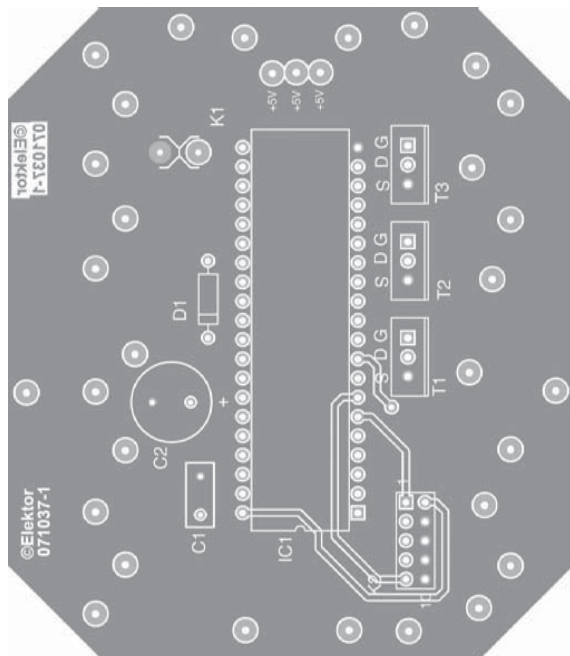


aborder dans le paragraphe qui suit à une grande importance vu ses implications...

### La réalisation

L'ensemble de l'électronique prend place, comme le montre la photo, sur une paire de circuits imprimés, la platine des LED étant de forme ronde de manière à pouvoir être facilement intégrée dans un corps cylindrique qui viendra se glisser dans un orifice de maçonnerie prévu à cet effet dans la piscine. La seconde platine, plus petite, de forme rectangulaire à angles rabotés, reçoit l'électronique de puissance.

Les résistances de limitation de courant dans les lignes d'alimentation des LED font office à la fois d'entretoises et d'« intercalaires » pour les deux cartes. La première étape de la réalisation consiste à placer les trente LED sur le côté « pistes » de la platine ronde. Attention à bien respecter leur polarité. Ceci fait, on se trouve avec une platine telle que la montre la seconde photo. On pourra ensuite passer à la mise en place des résistances que l'on enfichera à fond dans les orifices qui leur sont destinés dans la platine des LED avant de les souder en place. Les trois points juxtaposés situés à proximité du microcontrôleur et identifiés par un +5 V restants seront dotés d'un morceau de conducteur rigide isolé sur



une longueur égale à la distance séparant finalement les deux platines.

Il est temps maintenant de passer à la réalisation de la platine du contrôleur. On peut envisager de placer IC1 sur un support (à contacts « tulipe » au cas où). On commencera par souder les composants de petite taille, condensateurs, diode (à n'implanter que si l'on effectue le rehaussement de la tension fournie par l'alimentation de PC, cf. le paragraphe qui suit, sinon on la remplacera par un pont de câblage). On implantera ensuite les transistors (attention à leur orientation, leur radiateur devant

### Liste des composants

#### Résistances

R1 à R30 = 68  $\Omega$ /3 W

#### Condensateurs

C1 = 10 nF

C2 = 1000  $\mu$ F/16 V radial

#### Semi-conducteurs

D1 = 1N4004

LED1 à LED10 = Golden Dragon bleue

LB-W5KM-EZGY-35 d'OSRAM

LED11 à LED20 = Golden Dragon verte

LT-W5KM-HZKX-25 d'OSRAM

LED21 à LED30 = Golden Dragon rouge

LR-W5KM-HXJX-1 d'OSRAM

T1 à T3 = IRFI540NPBF isolé

IC1 = AT90S8515P (Atmel, programmé avec fichier .hex de 071037-11)

#### Divers

K1 = 2 picots

K2 = embase autosécable DIL à 2 rangées de 5 contacts (ou HE-10 2  $\times$  5)

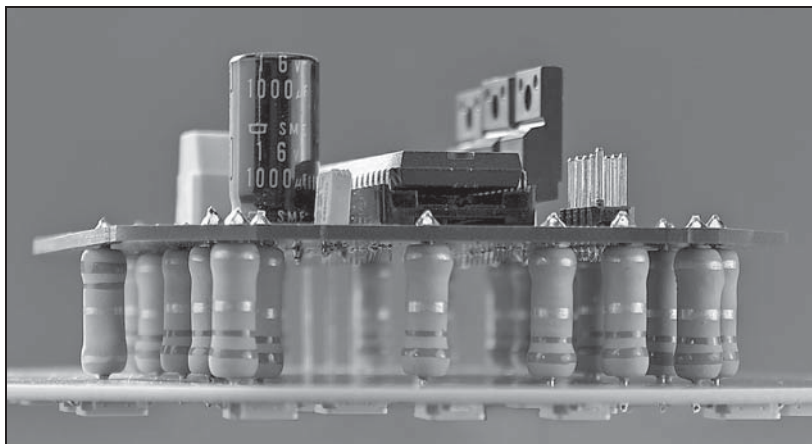
Radiateur pour les 3 transistors (optionnel)

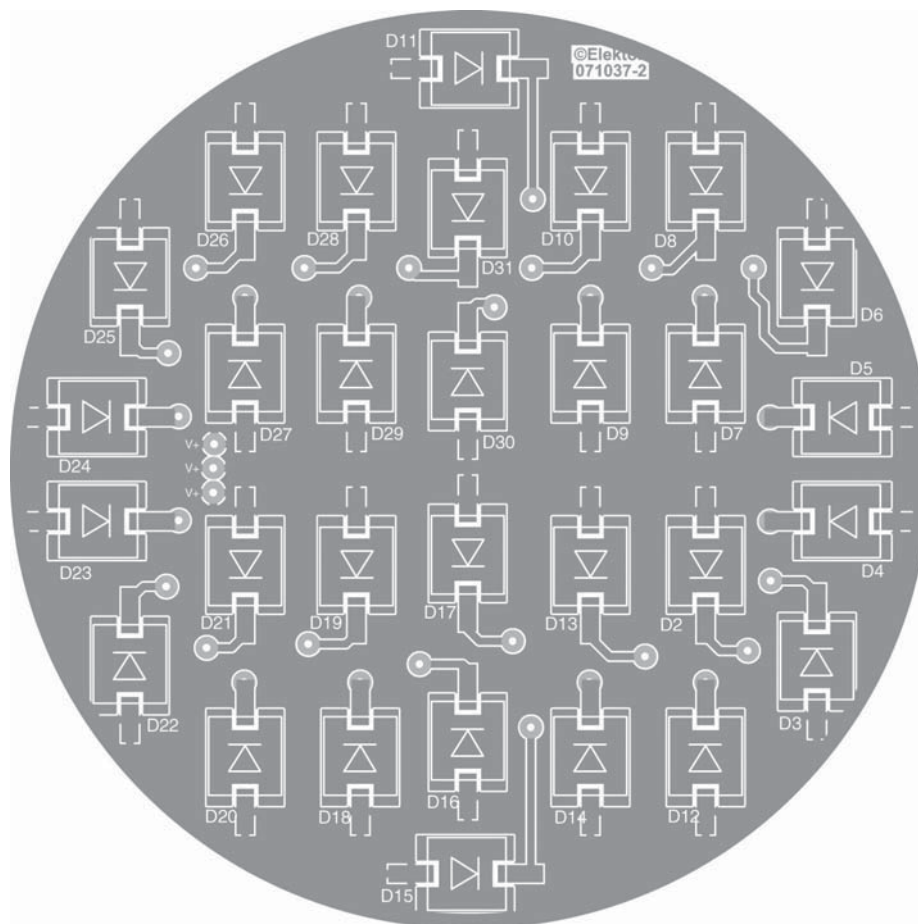
Alimentation PC

Platines 071037-1 (contrôleur) et 071037-2 (LED)\*\*\*

être tourné vers l'extérieur de la platine) et l'embase K2 (une mise en place ultérieure après que les deux platines aient été montées en gigogne étant délicate en raison de la difficulté d'accès au-dessous de la platine du contrôleur).

Une fois la réalisation des deux platines terminées et après avoir pris le soin de vérifier son travail, on pourra monter la platine du contrôleur en gigogne sur celle des LED, en veillant à laisser une certaine distance entre elles de manière à assurer un rien de





circulation d'air (confiné). Il suffit pour cela de glisser les queues des résistances de 3 W passées dans les orifices de la platine des LED dans les orifices correspondants de la platine du contrôleur dont ils ornent tout le pourtour (cette opération requiert un certain doigté ; on pourra introduire les queues de la première rangée de résistances, puis disposer la platine en pente pour y introduire les queues des résistances suivantes légèrement raccourcies de 2 ou 3 mm, et ainsi de suite. Lorsque toutes les résistances se trouvent en place, on pourra procéder à leur soudage et couper l'excédent de queues).

Venons-en maintenant à l'alimentation PC qui nécessite un petit « check-up » ; il faut en effet la modifier légèrement : le fil vert (signal ps\_on) qu'elle comporte doit être relié à la masse si l'on veut permettre le démarrage de l'alimentation. On ne garde que tous les fils noirs (masse) et tous les fils rouges (+5 V), les autres conducteurs sortant

étant tous coupés. On augmentera, si l'alimentation le permet, la tension 5 V jusqu'à 5,6 V en jouant sur le potentiomètre qui se trouve dans le circuit de régulation, ce rehaussement de tension permettant d'augmenter quelque peu la luminosité des LED. L'alimentation du microcontrôleur est ramenée, si l'on a procédé à l'augmentation de tension évoquée quelques lignes plus haut, à 5 V par la prise d'une diode en série, D1, dans la ligne d'alimentation du microcontrôleur.

Ceci fait, on pourra connecter les lignes 5 V en provenance de l'alimentation PC à la platine du contrôleur. Il est à cet effet doté d'un connecteur à cette intention, K1, prenant la forme d'une paire de picots. Attention à bien identifier les pôle plus (+), le plus près de la sérigraphie K1 et du µC et moins (-), l'autre picot. Les trois points marqués +5 V auront été interconnectés aux points symétriques de

la platine des LED lors de l'interconnexion des deux platines.

Il reste maintenant, après avoir vérifié une dernière fois la (bonne) qualité de son travail, à procéder au premier essai. Ne pas regarder la platine des LED de face (pour voir si toutes les LED fonctionnent !). Le fonctionnement devrait être évident, la lumière changeant progressivement de couleur. N'attendez pas d'en avoir vu les 16 millions de nuances ;-)

### Installation

Le projecteur prend place dans un emplacement prévu pour cela dans la piscine, soit à la place d'un projecteur classique ou, solution adoptée par l'auteur, à la place du système de refoulement d'une nage à contre courant. Une plaque de plexiglas vissée avec des vis en nylon et un joint en silicone assurent l'étanchéité. Une feuille de « White Frost », sorte de diffuseur utilisé en vidéo, est placée devant le plexiglas pour une meilleure diffusion de la lumière des LED. Le bloc alimentation est quant à lui installé à l'abri dans un local technique, une rallonge de plusieurs mètres reliant l'alimentation aux platines montées en gigogne.

### Logiciel

Le logiciel du microcontrôleur est très simple, il comporte plusieurs sous-routines ayant pour rôle l'allumage ou l'extinction instantanée d'une couleur et l'allumage ou l'extinction d'une couleur en

mode progressif. La boucle principale appelle ces sous-routines pour créer les effets.

Chaque PWM reçoit une valeur comprise entre 00 et FF déterminant le rapport cyclique sur la base des transistors. La première partie de cette boucle fait passer progressivement le projecteur d'une couleur à l'autre en associant les trois couleurs primaires. La deuxième partie, beaucoup plus dynamique, est constituée de flashes colorés apparaissant de plus en plus rapidement jusqu'à l'effet stroboscopique.

### Résultats

De nuit, le résultat est impressionnant. Le chat apprécie beaucoup même si la longueur d'onde du rouge s'atténue rapidement avec la distance dans l'eau.

#### Lien Internet

[1] Fiche de caractéristiques du AT90S8515P  
[www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/DOC0841.PDF](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/DOC0841.PDF)

#### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)  
 Dessins des pistes des deux platines :  
 071037-1 et 071037-2  
 Fichiers de code source et .hex : 071037-11.zip

(071037-1)

Ludovic Mézière

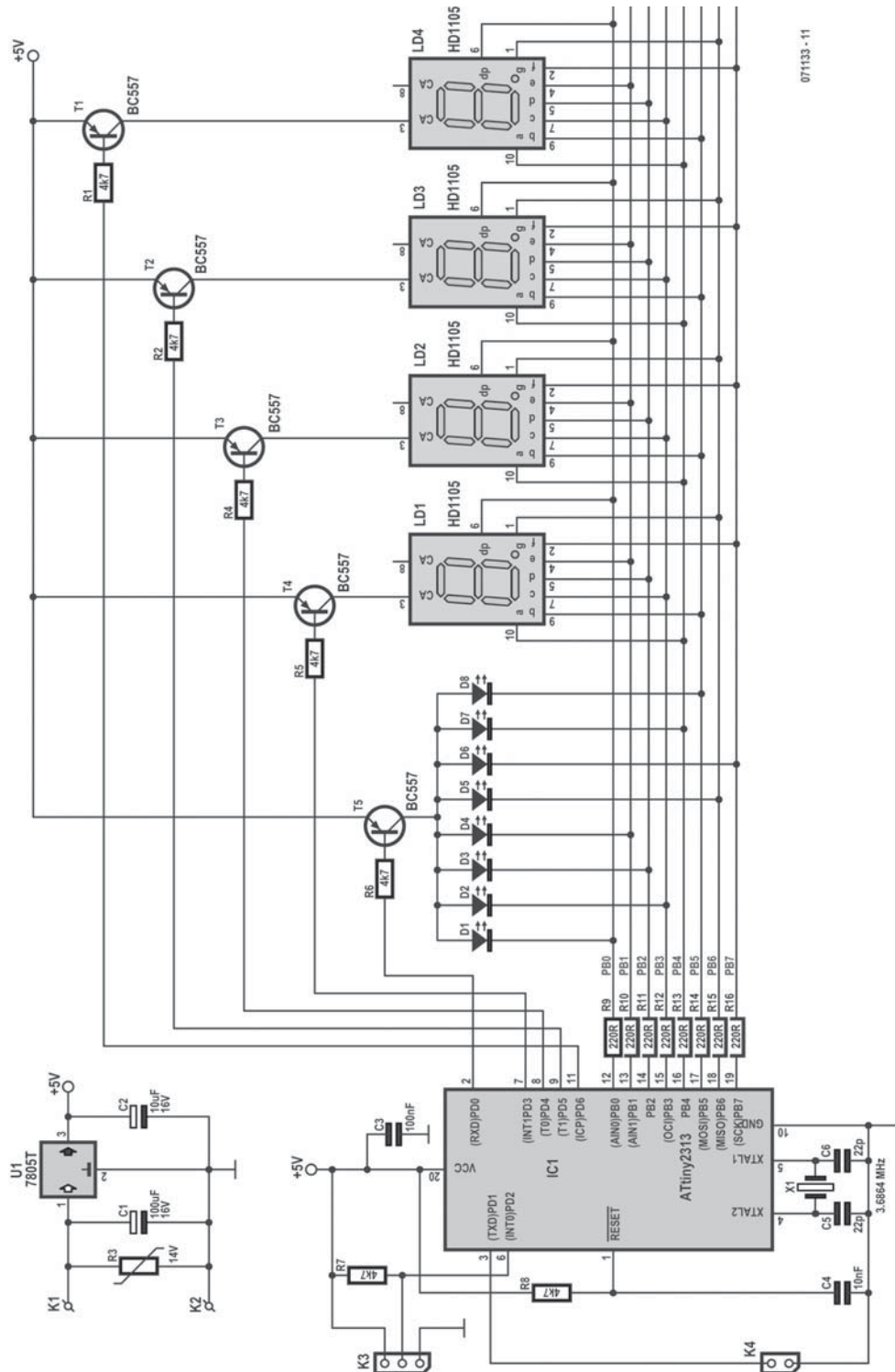
## 012 Compte-tours numérique pour (vieux) Diesel

MESURE & TEST

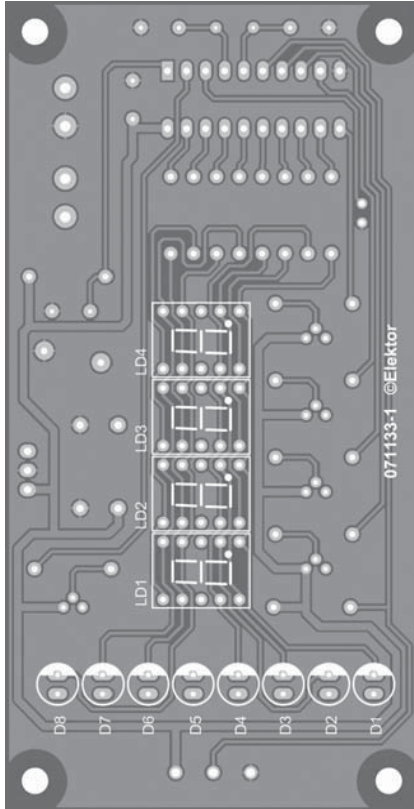
Les véhicules diesel actuels sont (pratiquement) tous dotés d'un compte-tours. La caractéristique des voitures à moteur diesel est de « durer » plus longtemps que leurs homologues à moteur à essence, de sorte qu'il est plus que probable qu'il existe encore nombre de ce type de voitures ne possédant pas un tel instrument de mesure du régime. Nous allons vous permettre de les en équiper.

Sur un moteur à essence (moto ou voiture), il est très facile de récupérer des impulsions liées au nombre de tours effectués par le moteur. Le nombre d'articles paru dans Elektor en est la preuve. La plupart des montages se bornent à capter les impulsions générées par l'allumage des bougies soit par couplage magnétique soit directement après remise en forme d'un signal électrique. Un moteur Diesel étant, par nature, dépourvu de bougies, il faut trou-

ver une méthode plus conventionnelle. Ici, elle prend la forme d'un capteur à effet Hall logique (UGN3140) qui délivre une impulsion à chaque fois qu'un aimant passe devant. Mais, on pourrait tout aussi bien utiliser un photocapteur par réflexion... La difficulté est de trouver un endroit où placer un ou plusieurs aimants. Les poulies de la courroie de distribution sont un bon emplacement mais l'ensemble est toujours protégé par un cache. Souvent, les véhicules diesel sont équipés d'une pompe à vide pour l'hydraulique de freinage. Cette pompe est couplée par une courroie à l'arbre à came. L'endroit idéal pour placer deux aimants et le capteur ! Pourquoi deux aimants ? Tout bon mécanicien sait qu'un moteur quatre temps doit effectuer deux tours pour un cycle moteur. Mais, l'arbre à came pilote ce cycle en un tour seulement ; il tourne







donc deux fois moins vite que le moteur. Deux aimants permettent donc d'obtenir le nombre correct d'impulsions.

Comme vous pouvez le constater, le montage se réduit à un seul circuit intégré : un microcontrôleur AVR de chez Atmel. Il est loin le temps où il fallait pas moins de six circuits intégrés logiques pour réaliser un compte-tours à deux chiffres seulement ! De plus, l'utilisation d'un microcontrôleur avec quartz permet de s'affranchir d'un quelconque étalonnage. Ce microcontrôleur contient tout le nécessaire pour compter des impulsions avec son entrée d'interruption et piloter directement un affichage multiplexé avec ses lignes d'E/S capables de drainer (*sink*) jusqu'à 20 mA. L'affichage est constitué de quatre digits pour compter de 60 à 9999 tours. Le barregraphe est un petit gadget permettant de visualiser facilement une accélération ou une décélération du régime moteur sur 1000 tours. Il comporte huit LED soit une résolution de 125 tours. Pour améliorer la précision de l'affichage, il est conseillé de mettre deux 1/3 aimants au lieu d'un seul (soit

### Liste des composants

#### Résistances

R1, R2, R4 à R8 = 4k $\Omega$   
R3 = varistance S14K14  
R9 à R16 = 220  $\Omega$

#### Condensateurs

C1 = 100  $\mu$ F/25 V  
C2 = 10  $\mu$ F/25 V  
C3 = 100 nF  
C4 = 10 nF  
C5, C6 = 22 pF

#### Semi-conducteurs

D1 à D8 = LED rouge (rectangulaire)  
LD1 à LD4 = affichage 7 segments à LED  
à anode commune (HD1105)  
T1 à T5 = BC557  
IC1 = AT90S2313 (doté du programme .hex  
071133-11)  
U1 = 7805T

#### Divers

X1 = quartz 3,6864 MHz  
K1, K2 = picot  
K3 = embase autosécable à 1 rangée  
de 3 contacts  
K4 = embase autosécable à 1 rangée  
de 2 contacts (+ cavalier)  
Capteur à effet Hall UGN31

quatre aimants au total sur l'arbre à came). En effet, de par sa conception logicielle (voir le paragraphe consacré au logiciel), l'appareil a besoin d'au moins une impulsion par demi-seconde soit 2 Hz d'où une résolution de 120 tours/minutes. Ce qui est faible et entraîne une instabilité de l'affichage.

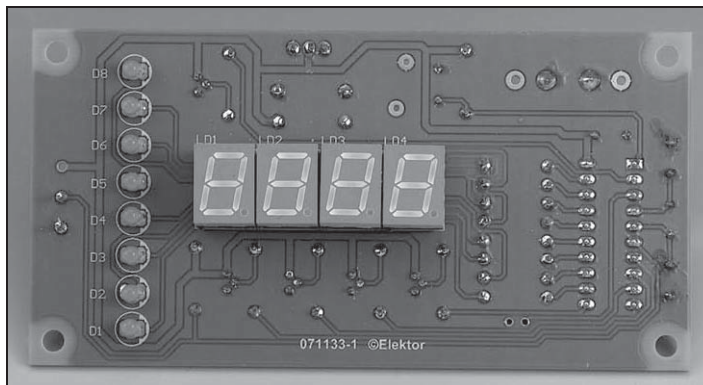
Le capteur à effet Hall vient se brancher sur l'embase K3.

Deux aimants permettent d'abaisser la résolution à 60 tours/minutes. Le nombre d'aimants à installer peut être paramétré par le biais du cavalier implanté sur l'embase K4 (qui peut, le cas échéant, prendre la forme d'un :

- ♦ pas de cavalier → deux aimants,
- ♦ cavalier implanté → un aimant.

Concernant l'alimentation, pas grand chose à dire si ce n'est que :

- ♦ le régulateur pourra nécessiter un radiateur car la tension de bord du véhicule peut atteindre 14 V ce qui représente une chute de tension de 9 V pour un courant consommé de 30 mA, soit  $\approx 0,3$  W ;
- ♦ la présence (indispensable) d'une varistance spéciale automobile pour protéger le régulateur



contre toute surtension. Sinon, adieu le régulateur au premier coup de démarreur !

Ce montage requiert assez peu de ressources d'où l'utilisation d'un petit microcontrôleur : le AT90S2313. Il dispose de deux compteurs/temporisateur (*timer*), de lignes d'E/S capables de piloter directement des LED et d'une entrée d'interruption. L'entrée d'interruption sert à compter des impulsions par incrémentation d'un compteur (cntH:cntL) d'impulsions. Le *timer* est réglé pour générer une interruption toutes les 2,5 ms. L'interruption sert à :

- ♦ multiplexer l'affichage : un afficheur est rafraîchi toutes les 2,5 ms ; l'ensemble est donc rafraîchi à la fréquence de 80 Hz,
- ♦ incrémenter un compteur logiciel jusqu'à 250 ms (= 1 tic). À chaque tic, la valeur du compteur d'impulsion est sauvegardée alternativement dans le compteur 0 ou le compteur 1. Ce tic sert aussi à déclencher dans la boucle principale un traitement des compteurs et un rafraîchissement de l'affichage. Dans la boucle principale, le compteur 0 et le compteur 1 sont additionnés pour obtenir le nombre d'impulsions vues pendant les deux dernières tranches consécutives de 250 ms, soit 0,5 s. Cette astuce autorise un rafraîchissement plus fréquent de l'affichage (250 ms) sans avoir à attendre la fin d'une mesure (0,5 s). Elle permet d'augmenter la rapidité de la chaîne numérique sans compromettre la précision. Le reste du logiciel consiste à transformer le nombre d'impulsions en tours/minutes. Tout est implémenté en arithmétique entière. Étant donné que la mesure est faite sur 0,5 s, il faut multiplier le résultat par 2 pour obtenir une

fréquence. Puis la multiplier par 60 pour obtenir une valeur en tours par minutes. Reste ensuite à convertir le résultat binaire en une valeur décimale ce qui est fait grâce aux routines de conversion binaire vers BCD d'Atmel (note d'application AVR204). Le résultat est ensuite reconverti en binaire après avoir mis le digit le plus significatif à 0. C'est une manière

astucieuse de calculer un reste sur 1000 (modulo) pour le barregraphe. Ensuite, il faut diviser cette valeur par huit car le barregraphe contient huit LED (codé par une soustraction et une boucle). Le résultat est utilisé comme index d'une routine de transcodage décimal → sept segments. À l'arrivée, le logiciel occupe les 3/4 de la mémoire Flash pour le programme.

Le logiciel a été développé pour tourner sur un AT90S1200 ou un AT90S2313. Avec un peu de chance il devrait pouvoir tourner sur un AT90S1200 mais nous n'avons pas concrétisé cette approche.

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Dessin de la platine : 071133-1.

Fichiers de code source et .hex : 071133-11.zip.

### Liens Internet

Fiche de caractéristiques du AT90S2313

[www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc0839.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc0839.pdf)

Fiche de caractéristiques de la varistance S14K14

[www.datasheetarchive.com/preview/3078060.html](http://www.datasheetarchive.com/preview/3078060.html)

Fiche de caractéristiques du capteur à effet Hall UGN3140

[www.datasheetarchive.com/preview/3527952.html](http://www.datasheetarchive.com/preview/3527952.html)

(071133-1)

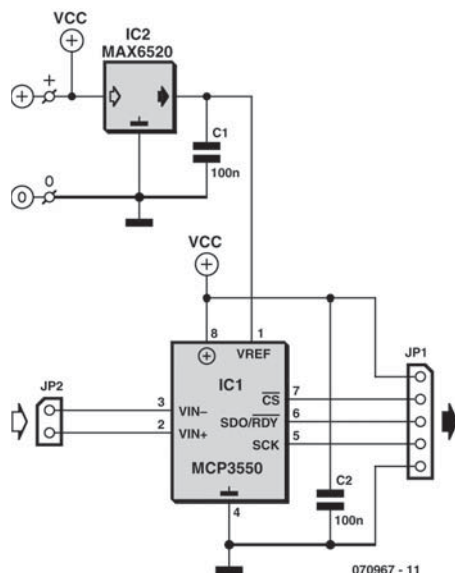
Romain Liévin



## MICROPROCESSEURS

## 014 Convertisseur A/N 22 bits

MESURE &amp; TEST



Si la précision est plus importante que la rapidité, il vaut sans doute la peine de jeter un coup d'œil aux CAN de la série MCP3550 de Microchip [1]. Ils permettent, par exemple, de mesurer avec une grande précision des tensions continues ne variant que lentement. Avec leurs 22 bits, ils sont presque au maximum de la résolution tout en ne consommant pas même 150  $\mu$ A à une tension d'alimentation de 5 V.

Type	Bouchon (Hz)	FS (Hz)	Résolution effective (bit)
MCP3550-50	50	12,5	21,9
MCP3550-60	60	15	21,9
MCP3551	50 & 60	13,75	21,9
MCP3553	-	60	20,6

Pour peu que l'on y ajoute une référence de tension à faible consommation du type MAX6520 [2] on se retrouve en face du présent schéma, celui d'un CAN très abordable mais extrêmement précis ne consommant pas plus de 0,2 mA, ne comportant que peu de composants et pouvant être connecté sérielement à l'interface SPI d'un microcontrôleur.

Nous vous proposons le fichier d'un dessin de platine sur [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Il existe quatre variantes de ce composant, se différenciant par la fréquence du filtre-bouchon (*notch*) servant à éliminer le ronflement du secteur. Leurs fréquences d'échantillonnage diffèrent également quelque peu, d'où une légère différence au niveau de la résolution effective.

### Liens Internet

- [1] [www.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21950c.pdf](http://www.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21950c.pdf)
- [2] [datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX6520.pdf](http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX6520.pdf)

(070967-I)

Steffen Graf

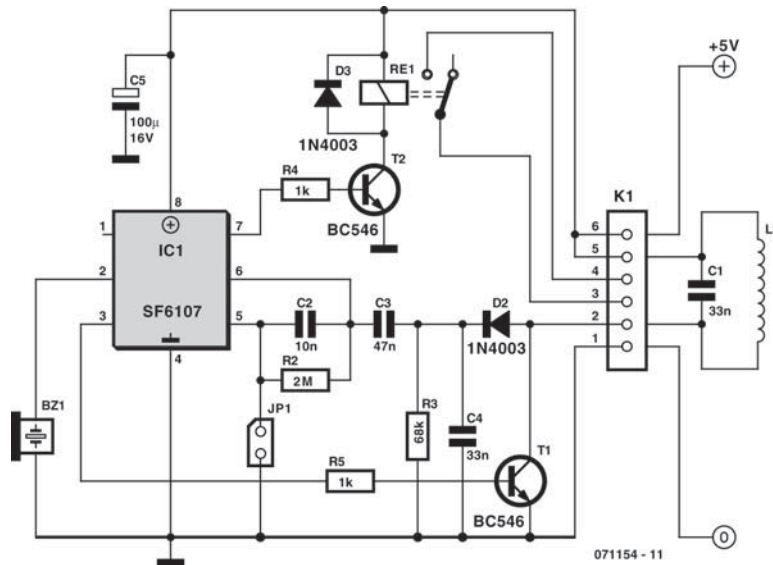
## 015 Majordome RFID

MICROPROCESSEURS

Le projet RFID décrit ici met à contribution un circuit intégré spécialement programmé pour cette application, composant faisant partie d'une famille baptisée SFChip (SF = « Special Function ») par son fabricant. Il s'agit, dans le cas du SF6107 [1], d'un circuit remplissant la fonction d'un récepteur RFID pour étiquette RFID à fréquence de service de 125 kHz. Les cartes de transpondeur correspondantes (*tag*) au standard EM-4102 contiennent 40 bits de données et ne coûtent pas plus de 2 € pièces.

Il faut au SF6107, outre quelques composants passifs, une paire de transistors, une self de fabrication maison et, le cas échéant, un résonateur courant continu. Comme le prouve le schéma, l'électronique d'un majordome capable d'apprendre à « reconnaître » outre une carte RFID maître, jusqu'à 20 *tags* additionnels. Elle n'est pas trop complexe.

Le circuit pilote, par sa broche 3 et T1, une self qui, de concert avec C1, constitue un circuit à résonance parallèle. La longueur du câble reliant l'électronique à la self ne doit pas dépasser 80 cm. Pour peu



que la self soit accordée, la distance de lecture d'un *tag* RFID atteint de l'ordre de 3 cm.

D2 démodule la tension aux bornes de la self avant qu'elle n'attaque, par le biais de C3, l'entrée (broche 6) du circuit intégré. Un *tag* RFID placé à proximité de la self en draine l'énergie magnétique et transmet le code d'identification (ID) qu'il stocke, code comparé aux ID déjà mémorisés. En cas de correspondance, T2 devient passant et active, au travers d'un relais, les aimants du système d'ouverture de porte. Parallèlement, le circuit fournit, par sa sortie série (broche 1) l'ID du *tag* identifié. On peut également brancher un résonateur piézo à ce niveau qui, par un signal acoustique, indique que le circuit a reconnu le *tag* placé tout près de la self.

Après réinitialisation (mise en fonction ou forçage bref de la broche 1 à la masse), le circuit informe, par sa broche 2, à titre de message d'état, le nombre et les codes des ID de transpondeurs mémorisés. On aurait, dans le cas d'un *tag* maître et de deux

*tags* additionnels la situation suivante :

T3

R00:CC00154423

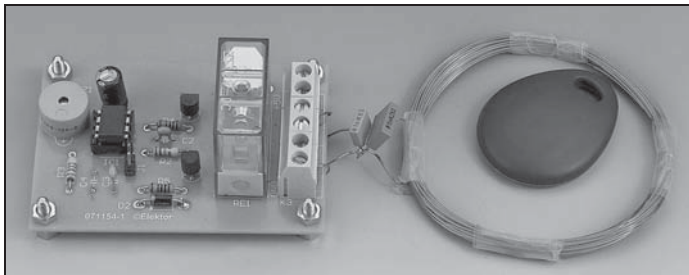
R01:CC00154427

R02:CC00154434

Chaque ligne est clôturée par un « CR » et un « LF ». R00 est l'étiquette-maître. Les identificateurs comportent dix chiffres hexadécimaux = 40 bits). En cas de présence d'un résonateur piézo en broche 2, cela se traduit par un bref « chuchotement », la transmission des données se faisant à 9600 bauds (8 bits de donnée, sans parité, 1 bit d'arrêt). Si l'on remplace le piézo par une résistance pull-down de 10 kΩ, la broche 2 pourra être reliée directement à la broche 2 d'un connecteur Sub-D 9 points, qui pourra, par le biais d'un câble sériel, attaquer directement un PC. Si l'on préfère connecter un microcontrôleur sans adaptation de niveau, cette résistance de 10 kΩ devra être montée en *pull-up*. Le circuit intégré comprend alors, au démarrage, qu'il doit inverser la polarité des signaux sériels.

Si l'on souhaite effacer la mémoire en vue d'une reprogrammation il faudra procéder de la manière suivante :

1. Couper l'alimentation de l'appareil
2. Implanter JP1  
(la broche 5 est forcée à la masse)



## Liste des composants

**Résistances**R2 = 2 M $\Omega$  (ou 2M $\Omega$ 2)R3 = 68 k $\Omega$ R4,R5 = 1 k $\Omega$ **Condensateurs**

C1\*,C4 = 33 nF

C2 = 10 nF

C3 = 47 nF

C5 = 100  $\mu$ F/25 V**Semi-conducteurs**

D2,D3 = 1N4003

T1,T2 = BC546\*

IC1 = SF6107 ([www.sfchip.de](http://www.sfchip.de))**Divers**

J1 = embase autosécable à 2 contacts + cavalier

BZ1 = résonateur piézo-électrique

K2,K3 = bornier encartable à 3 contacts  
RM 5 mm

Re1 = relais 5 V V23057\*

L1 = bobine 100  $\mu$ H (30 spires de fil de cuivre  
émaillé de 0,5 mm, diamètre\* 55 mm)

Platine 071154-1\*\*\*

\* Cf. texte

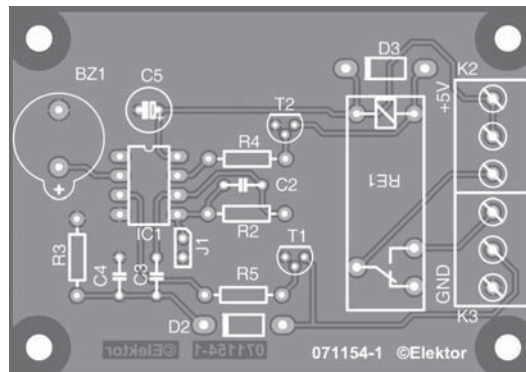
3. Mettre l'appareil sous tension
4. Attendre 10 s
5. Couper l'alimentation
6. Enlever JP1.

On peut alors procéder à la lecture ou programmation d'un *tag*-maître (une carte RFID quelconque). Pour cela on dispose cette carte près de la self et on s'assure, une seconde fois, que le relais est activé lorsque l'on approche le *tag*-maître de la bobine. Si oui, c'est que la carte-maître a été reconnue et son ID mémorisé.

Si l'on veut programmer d'autres *tags*, le circuit intégré passe en mode Prog à condition que l'on tienne la carte-maître une minute durant environ près de la bobine. On peut ensuite, dans les 20 s qui suivent, mémoriser d'autres *tags*. Le mode Prog peut être réactivé ultérieurement pour la lecture de cartes RFID additionnelles.

Maximum : 1 carte-maître + 20 autres *tags*.

La réalisation se fait sur la platine présentée (dessin téléchargeable depuis le site Elektor). Hors relais, la consommation est de l'ordre de 16 mA. En cas d'utilisation d'un relais plus puissant nécessitant, à



la tension d'alimentation de 5 V, un courant de bobine dépassant les 100 mA, il faudra prendre pour T1 un BC337.

La qualité de l'identification et de la portée exige un réseau oscillant parallèle (bobine externe + condensateur) de bon facteur Q. Nous avons obtenu de bons résultats avec des bobines de 50 et 60 mm de diamètre faites de fil de cuivre émaillé de 0,5 mm. Il faut en tout état de cause que la fréquence de résonance du réseau soit proche des 125 kHz de service.

La bobine du prototype comportait 30 spires, avait une section de 55 mm et une inductance de quelque 100  $\mu$ H. La lecture des cartes RFID se faisait avec un condensateur parallèle, C1, de capacité comprise entre 47 et 14 nF (fréquence de résonance entre 71 et 133 kHz).

Il n'est pas nécessaire de vérifier la fréquence de résonance et le facteur Q à l'oscilloscope : on pourra, à un voltmètre numérique courant, mesurer la tension sur le condensateur C4 (= cathode de D2). Essayer différentes valeurs pour C1 en vue d'obtenir la tension la plus élevée possible. Une capacité correcte devrait permettre de dépasser 8 V. Après mesure on pourra révéifier la programmation des ID des cartes et voir à quelle valeur de C1 la portée est la plus grande.

**Lien Internet**

[1] Fiche de caractéristiques du SF6107 :

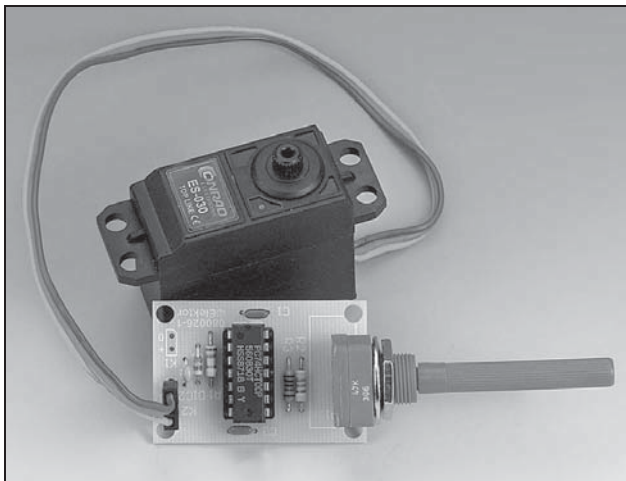
[www.smatronic.mine.nu/  
download/SF6107.pdf](http://www.smatronic.mine.nu/download/SF6107.pdf)

(071154-1)

Ralf Küntler

## 016 Pilote de servo

JEUX &amp; MODÉLISME



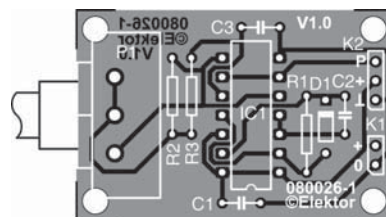
Ce circuit permet de piloter un servo-moteur. Son cœur est un circuit intégré logique bon marché. Les quelques résistances, condensateurs et diode ne le compliquent guère ce qui permet de le construire sur une toute petite platine.

Les portes NAND (NON-ET) IC1.A et IC1.D constituent un oscillateur générateur d'impulsions en aiguille négatives à une fréquence de répétition de 50 Hz environ. Ces impulsions servent à positionner la bascule SR que forment les portes IC1.B et IC1.C toutes les 20 ms. Après chaque impulsion de positionnement, la sortie de IC1.C passe au niveau bas, de sorte que C3 se décharge au travers de P1, la situation rebasculant ensuite. Dans ces conditions la sortie de IC1.B fournit une impulsion

renouvelée toutes les 20 ms et modifiable en durée par action sur P1.

Des essais du montage avec une servo S3003 de Futaba ont montré qu'une durée d'impulsion de 1 à 2 ms entraînait une rotation de 90°. Une légère diminution de cette durée, jusqu'à 0,6 ms environ, entraînait une rotation additionnelle de 30°. Ici les valeurs des composants choisies donnent une durée d'impulsion réglable par P1 de 0,6 à 2 ms, la rotation totale atteignant de l'ordre de 120°. Vu le couple non négligeable de 4 kg · cm d'une servo S3003, on pourrait s'en servir, par exemple, pour télécommander le condensateur de syntonisation d'une antenne HF dite « *Magnetic Loop* ». La consommation

de courant de la servo dépend du couple à fournir et peut ainsi aller de quelques dizaines à quelques centaines de milliampères.



### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 180 kΩ  
R2 = 47 kΩ  
R3 = 10 kΩ  
P1 = 50 kΩ linéaire

#### Condensateurs

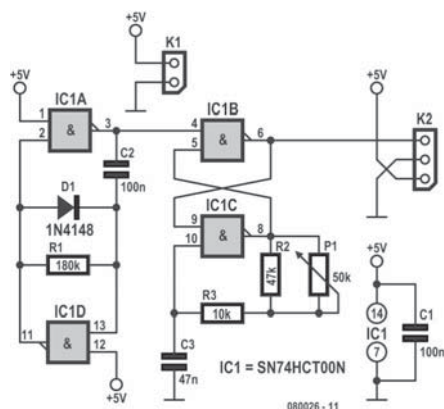
C1, C2 = 100 nF  
C3 = 47 nF

#### Semi-conducteurs

D1 = 1N4148  
IC1 = 74HCT00

#### Divers

K1 = barrette autosécable SIL à 2 contacts  
K2 = barrette autosécable SIL à 3 contacts



(080026-I)

G. Baars



## 017 Électrisation mystérieuse

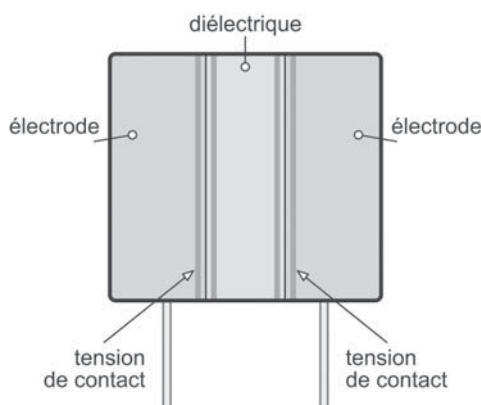
DIVERS

Pas de panique, nous n'adhérons ni à la magie noire ni à aucune spéculation paranormale. Bien au contraire, il sera question ici de phénomènes élémentaires de la physique, l'électricité de contact, on parle aussi de potentiel de contact et de triboélectricité. Dès que deux matériaux différents se touchent, des électrons passent par conduction de l'un à l'autre. Le matériau qui cède des électrons devient moins négatif, donc plus positif ; celui qui les reçoit se charge négativement. C'est valable pour tous les matériaux, qu'ils soient métalliques ou non. Des exemples célèbres d'électricité de contact sont l'électricité de frottement et celle qu'on nomme thermovoltaïque. Mais assez de théorie, voyons cela en pratique.

Examinons un exemple de phénomène, irritant à première vue. Prenez un condensateur, n'importe lequel, et court-circuitez ses fils de raccordement à l'aide d'un pont (avec des fiches crocodile). Branchez-y (ici aussi avec des fiches crocodile) un voltmètre à grande résistance interne dans le domaine des millivolts. Comme on s'en doute aisément, il indique 0 mV. Mais dès qu'on débranche le pont de court-circuit, la tension monte lentement de quelques millivolts, exactement comme s'il se chargeait spontanément.

Ce phénomène est dû à l'électricité de contact (cf. illustration). À l'intérieur du condensateur, il y a deux interfaces : (1) entre la première électrode métallique et le diélectrique et (2) entre le diélectrique et la seconde électrode métallique. Dans les deux jonctions, il y a des électrons qui passent d'une matière à l'autre. Les deux sources de tension de contact se trouvent branchées en série, donc les tensions de contact s'additionnent. Mais ce n'est que théorique. En réalité, les interfaces ne sont jamais façonnées partout de manière homogène. On ne trouvera à l'extérieur que de très faibles différences de potentiel.

Dans un condensateur électrolytique, les choses se compliquent. L'une des couches limites est aussi constituée entre électrode métallique et diélectrique, alors que de l'autre côté, on en trouve entre l'électrode métallique et l'électrolyte, mais l'électrolyte est aussi en contact avec le diélectrique. On compte donc ici trois tensions de contact. En outre, il y a encore des réactions chimiques dans l'électro-



lyte qui produisent des potentiels galvaniques supplémentaires. Sur les broches extérieures du condensateur électrolytique, on mesure généralement de plus grandes tensions que sur ceux d'autres types.

L'expérience montre que la tension mesurée est proportionnelle à la capacité des condensateurs. Mais elle dépend beaucoup de la température.

Quand on chauffe prudemment le condensateur, la tension s'élève nettement. Il ne faut pas utiliser de flamme nue pour éviter l'embrasement de l'émail et des isolants plastiques, pas uniquement pour le risque d'incendie, mais surtout à cause du dégagement de vapeurs toxiques. Un condensateur électrolytique qui a subi une température trop élevée n'est plus utilisable, contentez-vous d'essayer sur de vieux échantillons.

Sur un électrolytique polarisé, à fils radiaux de 100  $\mu\text{F}$ , on peut par exemple mesurer, à 20 °C une tension de 5 mV sur un multimètre numérique de  $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ . À 120 °C, il y avait 230 mV, avec un courant de court-circuit de 0,5  $\mu\text{A}$ .

Des investigations précises ont donné pour ce condensateur une résistance de source de 852 k $\Omega$  et une tension de 426 mV. La dépendance à la température de la tension à vide, on peut la considérer en première approximation comme linéaire, ce qui conduit à un coefficient de température de 2,25 mV/K.

On a pu mesurer sur plusieurs condensateurs une tension à vide de plus de 0,9 V. Il est aussi possible de relier plusieurs condensateurs en série. Bien

qu'on ne puisse pas (encore) compter sur de tels composants comme source d'énergie, ils peuvent fort bien servir de capteurs. Encore deux remarques :

1. Le terme « tension à vide » ne s'applique pas vraiment ici, du fait que la résistance interne de l'appareil ne fait que  $1\text{ M}\Omega$ , comparée à la

résistance de source de  $852\text{ k}\Omega$ , la charge est trop considérable.

2. Pour les expériences, il va de soi qu'on n'utilise que des condensateurs déchargés et qu'aucune alimentation extérieure n'a été utilisée.

(071153-1)

Peter Ley

## 018 Télécommandez les appareils chez vous par DTMF

MICROPROCESSEURS

**Attention ! Il n'est pas permis de brancher ce circuit sur le réseau téléphonique public.**

**Attention ! Respectez les précautions de sécurité quand vous branchez à ce circuit un appareil alimenté sur le secteur électrique.**

### Caractéristiques

- ◆ Commande six appareils CC de puissance
- ◆ Sécurité par code à cinq chiffres
- ◆ Mot de passe choisi par l'utilisateur
- ◆ Mot de passe et état de l'appareil mémorisés en EEPROM
- ◆ État de l'appareil sur panneau LED.

Vous pouvez appeler ce circuit par votre téléphone portable ou un téléphone classique à signalisation multifréquence et, en suivant une procédure, commander chez vous des appareils alimentés en continu. Par exemple, l'ouvre-porte ou la pompe d'arrosage des plantes.

Vous appelez le circuit et après trois sonneries, il vous répond par deux petits bips. À vous d'introduire le mot de passe. D'origine, le circuit attend **12345**. Terminez par le carré (#). Si le code est correct, vous entendrez deux autres bips et vous pourrez commander vos appareils ou changer de mot de passe. Si vous poussez sur l'astérisque (\*), vous serez dans le menu de mot de passe. Introduisez-en un nouveau, de cinq chiffres (0 à 9), puis terminez par # le nouveau code (par exemple 54321#). Vous recevrez alors une tonalité longue pour vous indiquer que le nouveau code a été mémorisé et le circuit raccrochera.

Si vous ne choisissez pas l'astérisque, vous pouvez commander les appareils par des nombres convenus. Par exemple le chiffre 1 correspond à la porte de devant ou celle de derrière et chaque fois que vous poussez, la porte s'ouvre. Les chiffres 2 à 6

permettent de commander cinq autres appareils. À chacune des pressions, vous changez l'état de l'appareil et vous entendez un son qui relate l'état correspondant. Après chaque instruction, le nouvel état de l'appareil est mémorisé en EEPROM. Quand vous avez donné les instructions pour tous les appareils, raccrochez simplement.

Si le circuit appelé ne reçoit aucun chiffre, il raccroche après 7 s. Dans toutes les procédures, quand vous envoyez un chiffre, le circuit répondra par un bip. Il faut juste attendre qu'il l'ait reçu et traité.

Il n'accepte que trois erreurs sur le mot de passe. Lors de chaque mauvais code, il répond d'une tonalité longue et la troisième fois, il en renvoie une avant de raccrocher.

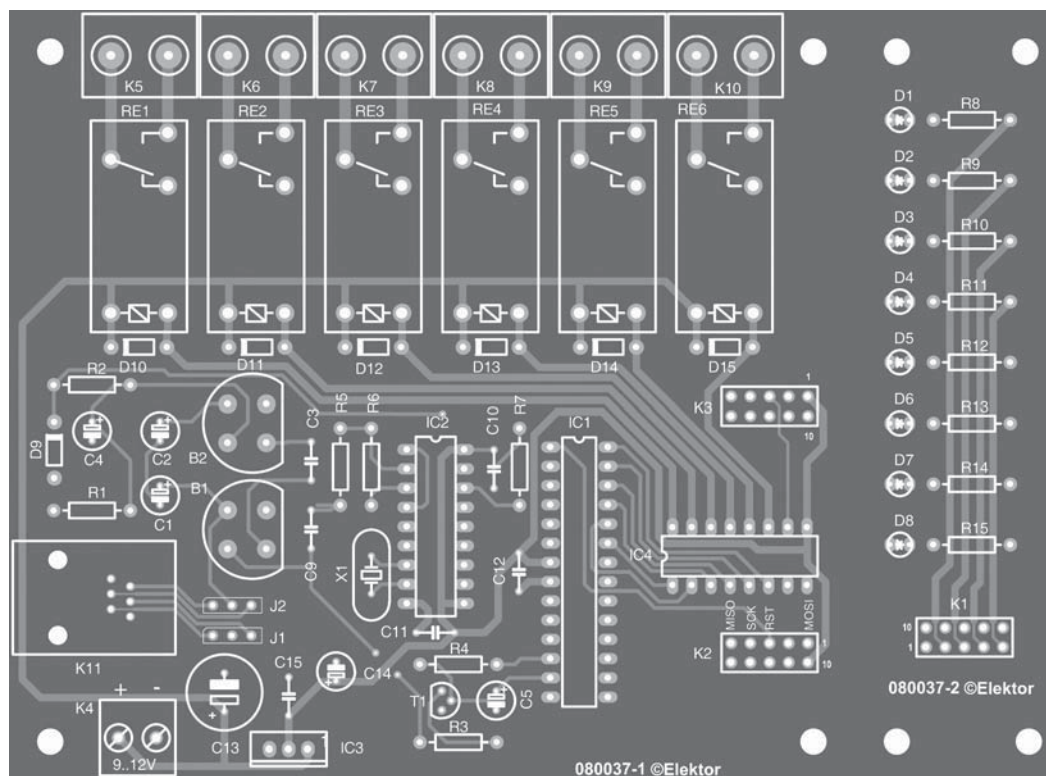
Le circuit indique l'état de tous les appareils sur un écran de LED. D1 est témoin de mise sous tension, D2 reflète l'état de la ligne (allumée, c'est occupé, éteinte = ligne libre). Les autres LED renseignent sur l'état de chacun des appareils (allumée : en marche, éteinte : arrêté).

Dans le schéma, on retrouve les parties principales : alimentation, détecteur d'appel, circuit de réponse, décodeur de tonalités, microcontrôleur, relais de sortie et pilote de l'écran. L'alimentation utilise IC3, C6, C7 et C8 pour donner du +5 V au circuit. Le détecteur d'appel comprend B2, C1 à C4, R1, R2 et D9. Les condensateurs C1 à C3 recueillent la tension alternative de sonnerie entre 80 V et 100 V à 25 Hz, dont le redressement est effectué par B2. C4 réduit le bruit, R1, R2 et D9 produisent un niveau de tension convenable pour la broche PD4 du microcontrôleur.

Lors d'un appel, une impulsion de sonnerie de +5 V arrive à la cathode de D9. Le circuit de réponse inclut B1, C5, R4, R3 et T1. Si vous voulez qu'il réponde au premier coup, placez une résistance en parallèle sur la ligne téléphonique pour réduire sa tension à 15 V continu et laisser passer 20 mA







dans la résistance. Répondre à l'appel revient à mettre T1 en saturation, alors le courant de ligne passera par R3. Pour raccrocher, il faut bloquer T1. La fonction de C5 est d'injecter un son produit par le microcontrôleur. Le décodeur de tonalités DTMF utilise R5, R6, R7, C9, C10, C11, X1 et IC2.

La puce IC2, un MT8870, est un décodeur DTMF. Elle reçoit les tonalités par R5, R6 et C9. Les données binaires correspondantes aux codes sortent sur les broches Q1 à Q4. Un code entrant s'indique par un flanc montant sur la broche STD. L'événement est transmis à la broche INT0 du microcontrôleur. Un niveau haut sur la broche TOE du MV8870 valide les sorties Q1 à Q4. Elle est ici reliée au +5 V.

Le microcontrôleur est un ATmega8 d'Atmel. L'étage final est constitué d'une puce ULN2003, réseau de transistors haute tension et fort courant, capable d'attaquer des LED et des relais. Chacune de ses sorties peut commander jusqu'à 500 mA. Le panneau des LED D1 à D8 indique l'activité du circuit et l'état de tous les appareils. Les condensateurs

**Tableau1. ATmega8  
réglages de programmation**

CKSEL0	0
CKSEL1	0
CKSEL2	1
CKSEL3	0
CKOPT	1
1 : vierge, 0 : programmé	

C11 et C12 servent à réduire le bruit, ce sont des céramiques multicouches.

La platine pour le contrôleur est représentée ci-dessus. Une section comprend le circuit principal, l'autre est le panneau pour les LED. Les deux cartes sont reliées par connecteurs IDC à 10 voies (2x5).

Le circuit une fois construit, il faut programmer le processeur avec le micrologiciel dont le fichier .hex archivé est disponible au téléchargement sur le site d'Elektor sous le nom 080037-11.zip. Vous pouvez aussi vous procurer le code source qui a été produit

## Liste des composants

<b>Résistances</b>	D10 à D15 = 1N4001
R1 = 68 kΩ	T1 = BD139
R2, R4 = 1 kΩ	IC1 = Atmega8-16PC, programmé 080037-41
R3 = 330 Ω	IC2 = MT8870
R5 = 10 kΩ	IC3 = 7805
R6 = 100 kΩ	IC4 = ULN2004
R7 = 220 kΩ	<b>Divers</b>
R8-R15 = 220 Ω	RE1 à RE6 = bobine 12 V tel que par ex. V23057
<b>Condensateurs</b>	X1 = quartz 3,5795 MHz
C1, C2, C3, C5, C9 à C12, C15 = 100 nF	K1 à K3 = connecteur à 2 rangées de 5 contacts HE10
C4 = 2 µF/240 V radial	K4 = bornier encartable au pas de 5 mm
C13 = 1000 µF/40 V radial	K5 à K10 = bornier encartable au pas de 7,5 mm
C14 = 100 µF/40 V radial	K11 = embase RJ11 encartable Hirose TM5RE1-64
<b>Semi-conducteurs</b>	(Digikey # H11257-ND)
B1, B2 = B80C1500 (80 V <sub>crête</sub> , 1,5 A)	J1, J2 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts + cavalier
D1 à D8 = LED 3 mm faible courant	Platine 080037-1***
D9 = diode zener 4V7/400 mW	

en MikroC de MikroElektronika.

Branchez l'adaptateur secteur de 9 à 12 V CC sur J1. Programmez ensuite le microcontrôleur par la prise HE10 appelée K2. Sélectionnez une horloge interne à 8 MHz en brûlant les bits selon le tableau 1. N'oubliez pas de programmer les fichiers Flash (désinence .hex) et EEPROM (désinence .eep) ! Branchez au circuit les appareils électriques en observant les précautions de sécurité appro-

priées. L'EEPROM du circuit garantit que les réglages ne seront pas perdus par mise à zéro ou interruption de tension.

Finalement, évaluons la sécurité du système. Avec un mot de passe à cinq chiffres, la probabilité de trouver le bon code est de 1 sur 100000, ce qui semble convenir pour ce genre de circuit simple.

(080037-1)

Hesam Moshiri

## 019 Jauge virtuelle pour ULM

### MESURE & TEST

Par le biais d'Internet, un ULMiste m'a contacté me demandant de lui réaliser une jauge d'essence pour son ULM (Ultra Léger Motorisé, un minuscule aéronef) ; le défi me paraissant présenter divers aspects très intéressants, je l'ai relevé.

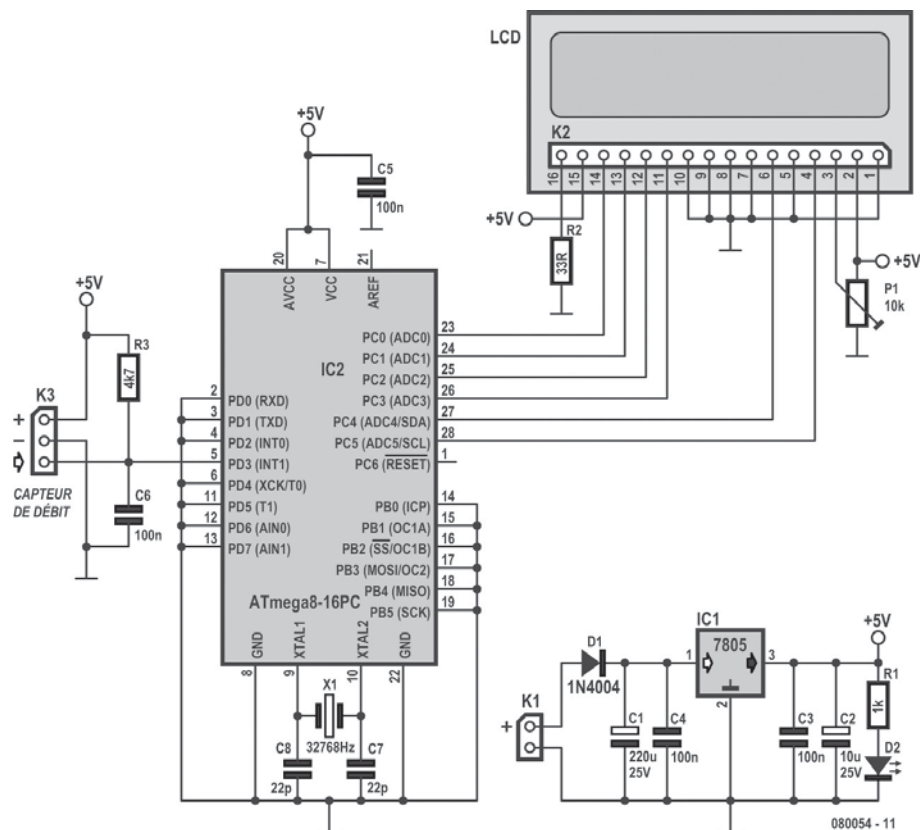
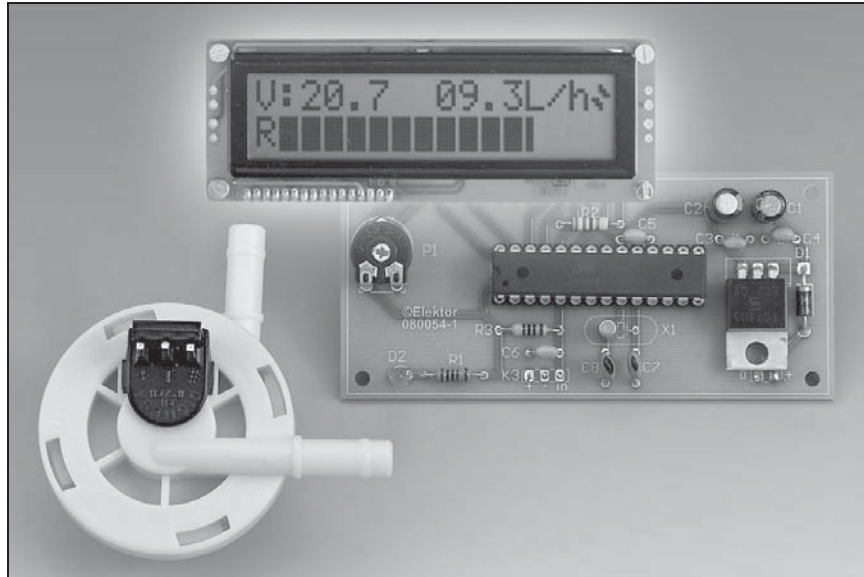
J'ai commencé par rassembler quelques informations de base pour savoir à quel cahier des charges mon instrument de mesure, vital s'il en est pour un mobile se déplaçant aussi dans la troisième dimension, se devait de répondre. Voici les informations nécessaires et suffisantes disponibles :

- ♦ Un ULM décolle toujours réservoir plein.
- ♦ La consommation évolue entre 7 à 9 litres à l'heure.
- ♦ Il est important de disposer d'une jauge parfaitement lisible en toutes circonstances, sous forme de bargraphe par exemple.
- ♦ Une indication de la quantité de carburant restant, exprimée en litres.

- ♦ Une indication de la consommation instantanée (l/h).
- ♦ La confiance dans la jauge doit pouvoir être absolue, il faut donc prévoir une alerte au cas où celle-ci tomberait en panne.
- ♦ Pour la jauge, nous utilisons les données du constructeur (Digimesa), toutes les données utilisées sont minimisées pour une plus grande sécurité.
- ♦ Il faut aménager deux alertes de réserve : 3,5 litres et 2 litres de carburant restant.

Toutes ces contraintes seront prises en compte, plus par le progiciel (*firmware*), le programme grillé dans le processeur, que par le matériel qui ainsi peut rester relativement simple.

Outre le capteur de débit (*fuel flow sensor*), un microcontrôleur Atmel ATmega8 et l'affichage,



tout ce dont nous avons besoin sont quelques condensateurs et de rares résistances.

Il est temps de nous intéresser au schéma. Commentons par l'alimentation.

Tout à fait classique, nous partons du 12 V fourni par la batterie que nous ramenons ensuite à 5 V par un régulateur 7805. En amont un fusible, non représenté sur le schéma, protégera l'ensemble. La diode D1 sert à protéger le régulateur contre une inversion malencontreuse de la tension appliquée à l'entrée de l'alimentation. La LED D2 signale la présence de la tension d'alimentation en sortie du régulateur IC1.

Passons maintenant au morceau de choix qu'est l'électronique de la jauge virtuelle proprement dite. Si l'on fait abstraction du microcontrôleur, le composant le plus important de ce projet est le capteur de débit. Il s'agit d'un FHKSC932-8501 de chez Digmesa [1] et [2]. Ce capteur peut mesurer des débits de liquide allant de 0,03 à 2,0 l/mn, ce qui se traduit par une plage allant de 1,8 à 120 l à l'heure, plage plus que suffisante pour l'application envisagée. Développé à l'origine pour mesurer le débit d'eau de machines à café, il s'accommode également de la mesure d'autres liquides tant que ces derniers n'ont pas une agressivité chimique trop importante (alcools, essence, vins, etc.). La possibilité de donner aux embouts du capteur de débit différents angles lui donne une flexibilité d'implantation indéniable.

Après nous être intéressé au cœur (artificiel) de ce montage, il est temps d'entrer dans sa matière grise.

Le microcontrôleur utilisé ici, IC2, est un ATmega8 de l'écure Atmel [3]. Il ne faut pas s'y méprendre, en dépit de son nom, il s'agit d'un composant puissant que nous sommes loin de pousser à ses limites. Il fait appel à son oscillateur interne cadencé à 8 MHz pour l'exécution du programme et à un quartz « horloger » externe de 32,768 kHz pour la mesure de la consommation instantanée.

Ce microcontrôleur possède 24 ports d'entrées/sortie (I/O) dont nous n'utiliserons que certains et pour les fonctions suivantes :

- ◆ 6 ports sont utilisés pour l'afficheur LCD, soit presque la totalité du port C (PC0 à PC5)
- ◆ 1 port INT1 (PD.3) en tant qu'entrée des impulsions fournies par le capteur de débit
- ◆ 2 ports, PB.6 et PB.7 sont dédiés au quartz horloger
- ◆ Pour la réinitialisation (*reset*) on utilise le « Brown-out » du microcontrôleur programmé

par les « fusibles » du microcontrôleur. Le « Brown-out » définit le niveau de tension d'alimentation à partir duquel le programme démarre, dans notre cas la tension minimum est de 2,7 V.

La broche Reset possède, en interne, une résistance de forçage au niveau haut (*pull-up*) donc il n'est pas nécessaire d'en rajouter une en externe au circuit.

Le Basic BASCOM possède les outils nécessaires pour paramétrer les fusibles.

Tous les ports non utilisés sont, dans le programme, paramétrés en entrées et, d'un point de vue électrique, forcés à la masse sur la platine.

Le capteur donne des impulsions 5 V (TTL) très propres qui sont utilisées pour déclencher une interruption (INT1) servant à évaluer la consommation. Il est câblé en respectant les données constructeur (Cf.[1]) [www.digmesa.com](http://www.digmesa.com), c'est-à-dire en ajoutant une résistance *pull-up* de 4,7 k $\Omega$  et un condensateur de 100 nF entre la sortie du signal et la masse (sortie en mode TTL).

L'ajustable P1 permet de modifier le contraste de l'affichage LCD en jouant sur la tension  $V_{EE}$ .

Le programme est écrit en BASIC BASCOM, un langage de programmation puissant et économique mais très facile à mettre en œuvre. Il en existe une version gratuite capable de produire un maximum de 4 K de code [4].

Le fonctionnement sans reproche de cette jauge repose sur une pléthore de calculs arithmétiques. Nous vous présentons les plus importants pour que vous puissiez le cas échéant adapter les caractéristiques de ce débitmètre et l'utiliser pour d'autres applications. Supposons que notre réservoir ait une contenance de 29 litres. Si l'on admet que le capteur fournit 1800 impulsions par litre (nous avons mesuré plus de dix réservoirs et étions entre 1900 et 2000 impulsions par litre – conformément aux données du constructeurs, mais minimisées à 1800) ; cela nous donne un maximum de  $1800 \times 29 = 52200$  impulsions pour un réservoir totalement plein ; pour garder une certaine marge de sécurité (réservoir mal rempli, fuite...) nous nous donnons une marge de 10% et ne comptons que 48000 impulsions. Chaque impulsion correspond à  $1000/1800$ , soit 0,555 ml.

Le calcul de la consommation instantanée exprimée en litre/heure est une valeur pondérée, recalculée toutes les 10 s.



## Liste des composants

**Résistances**R1 = 1 k $\Omega$ R2 = 33  $\Omega$ R3 = 4k $\Omega$ 7P1 = ajustable 10 k $\Omega$ **Condensateurs**C1 = 220  $\mu$ F/25 VC2 = 10  $\mu$ F/25 V

C3 à C6 = 100 nF

C7, C8 = 22 pF

**Semiconducteurs**

D1 = 1N4004

D2 = LED rouge

IC1 = 7805

IC2 = ATMEGA8 Atmel (programmé .hex EPS080054-11)

**Divers**

X1 = quartz horloger 32,768 kHz

K1 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts

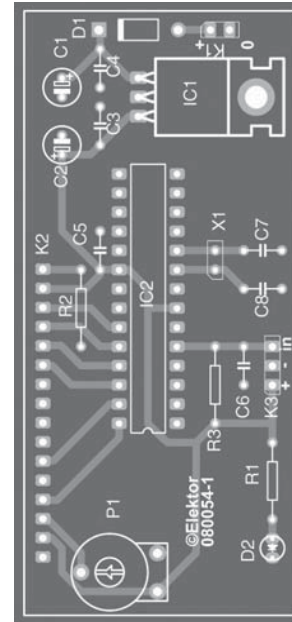
K2 = embase autosécable à 1 rangée de 16 contacts

K3 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts

Afficheur LCD 2x16 caractères avec rétro-éclairage  
tel que par ex. 50.6672 (Selectronic)

F1 = débitmètre Digma FHKSC 932-8501 (Conrad)

Platine 080054-1\*\*\*



L'interruption TIMER utilisé ici dans la configuration Clock pour générer une valeur très précise de la seconde est utilisée, donc même avec de très faibles consommations la réponse est très proche de la valeur réelle. Le calcul du volume restant dans le réservoir se fait par décrémentation de la quantité consommée par unité de temps du volume restant (Cf. l'encadré « Procédure de calcul du volume de carburant restant »).

Il reste à évoquer les seuils d'alerte, 3,5 et 2 litres définis dans le progiciel.

Ces calculs se réfèrent à la quantité restante ; lorsque l'un des seuils en question est atteint, ils déclenchent un clignotement très rapide de l'affichage LCD.

L'un des aspects les plus intéressants de ce projet est une mise en œuvre très personnalisée de l'affichage. Il mérite que nous l'examinions d'un peu plus près.

La visualisation des valeurs fait appel à quelques astuces d'affichage. La ligne supérieure de notre affichage à 2 lignes de 16 caractères sert à donner des informations chiffrées quant au volume restant (V) et à la consommation instantanée (L/h). Le caractère situé à l'extrême droite de cette ligne du

haut est un caractère utilisateur destiné à symboliser le débitmètre. Tant que ce dernier fonctionne, le caractère change de forme donnant une impression de rotation. C'est ce que nous avons appelé l'indicateur de fonctionnement.

Dans la seconde d'analyse nous ferons varier deux caractères symbolisant le débitmètre. Si le débitmètre ne fonctionne pas, il n'y a pas de variation de volume pendant la seconde donc pas de modification de cette paire de caractères (visible à l'extrême droite).

Voyons maintenant à quoi sert la ligne du bas. Elle sert à rendre, sous forme graphique, l'état du réservoir. Lorsqu'il est plein, on aura 15 blocs à droite du R (de Réservoir).

Sur l'afficheur LCD, un caractère se compose d'une matrice de pixels de 8 lignes x 5 colonnes ; pour pouvoir visualiser la diminution progressive de la quantité de carburant disponible, nous avons créé plusieurs caractères utilisateur spéciaux. Le bloc de 5 colonnes fait partie du *set* de caractères dont dispose l'affichage LCD. Nous allons en faire un ne comportant plus que 4 colonnes, puis 3, puis 2, puis 1... Le bloc en question s'éteint alors. Passons aux calculs.

### Procédure de calcul du volume de carburant restant

Le calcul est une fois encore extrêmement simple :

```
Si, à l'origine, volume=48000
-----routine interruption-----
rem à chaque interrupt. on décrémente vol.
DECR volume
-----affichage-----
rem après une phase de formatage
volume_restant = volume
Reservoir = Str(volumerestant)
Reservoir = Format(reservoir , « 00.0 »)
Locate 1 , 1 : Lcd « V: » ; Reservoir
```

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Fichiers de code-source et .hex : 080054-11.zip

Dessin de la platine : 080054-1

### Liens Internet

[1] Source du capteur de débit

[www.digimesa.com](http://www.digimesa.com)

[2] Fiche de caractéristiques du capteur de débit

[www.digimesa.com/digimesa/upload/pdf/FHKSC/932-850xxx\\_GB.pdf](http://www.digimesa.com/digimesa/upload/pdf/FHKSC/932-850xxx_GB.pdf)

[3] Fiche de caractéristiques du ATmega8

[www.atmel.com/dyn/resources/prod\\_documents/doc2486.pdf](http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2486.pdf)

[4] BASIC BASCOM (MCS)

[www.mcselec.com/index.php?option=com\\_docman&task=cat\\_view&gid=99&Itemid=54](http://www.mcselec.com/index.php?option=com_docman&task=cat_view&gid=99&Itemid=54)

Nous avons 16 caractères de 5 colonnes chacun, ce qui nous donne 80 colonnes.

Nous avons pris comme base de départ (sécurisée) 48000 impulsions. Ainsi par division,  $48000/80 = 600$ , nous voyons que nous devons perdre une colonne toutes les 600 impulsions.

Nous afficherons donc le nombre de caractères et le type adéquat correspondant à l'information à afficher. Sur la photo de l'affichage, le dernier caractère se compose de deux barres.

Nous avons dessiné une platine à l'intention de ce projet. Sa taille est à peu près celle de l'affichage. Il sera possible de monter ce dernier en gigogne sur la platine. L'implantation des composants n'appelle pas de remarque particulière. On commencera par les composants de petite taille, résistances, condensateurs, embases autosécables, diodes pour finir par le support de IC2. On n'implantera le processeur dans son support qu'après s'être assuré que la tension requise (5 V) est bien présente sur les broches prévues (7, 20, référencé à l'une des broches reliées à la masse, 2, 3 etc. cf. le schéma).

Il ne reste plus qu'à intercaler le capteur de débit dans la canalisation d'arrivée de liquide quel qu'il soit. L'embase K3 sert à son alimentation et à la prise en compte du signal qu'il fournit. L'affichage LCD vient se connecter sur l'embase K2. Attention à son orientation.

Nous sommes très curieux de savoir à quelles applications aura pu servir la jauge virtuelle présentée ici.

(080054-1)

Jean-Pierre Duval

[jeanpierre.duval2@orange.fr](mailto:jeanpierre.duval2@orange.fr)

## 020 Lampe « bouteille de vin »

DIVERS

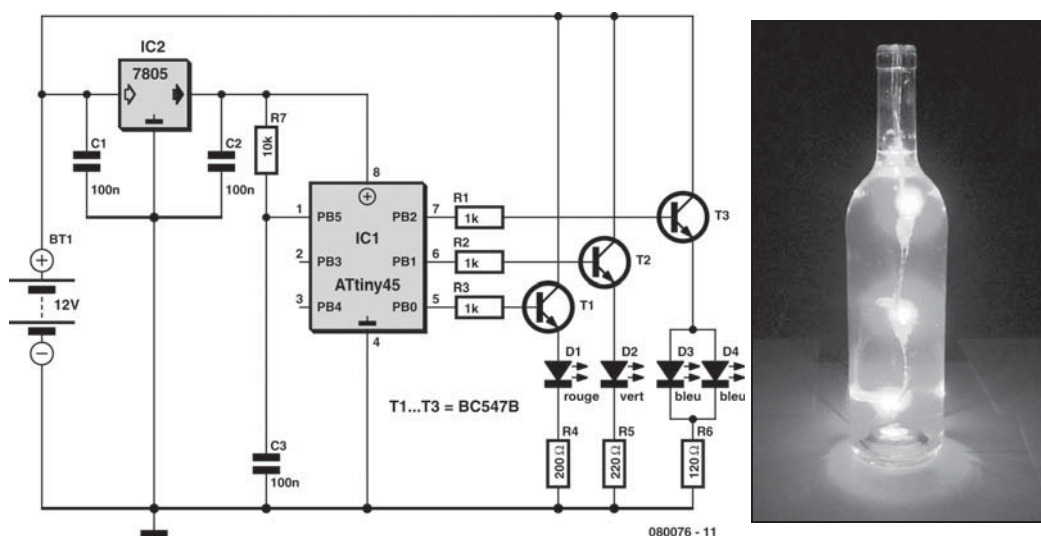
L'électronique n'a pas à être bourré de théorie et il ne faut pas le prendre trop au sérieux. C'est ce que va nous démontrer l'auteur de cet article avec un étonnant récit sur l'élaboration de « composants » bien étranges :

« Mon amie Jessica est sans doute une femme exceptionnelle, j'imagine parfois qu'elle vient d'ailleurs. Elle a un faible pour ce monde merveilleux qu'est l'électronique et pardonne chaque seconde que je consacre à mes projets.

Pour Noël 2006 je lui ai fait cadeau d'un fer à souder, d'un petit kit d'outillage et d'un recueil de composants électroniques. Un investissement qui

rapporte ! Les premiers interrupteurs clignotants avec NE555, 4017 et Co. ont rapidement vu le jour. L'an passé en automne, Jessica m'a demandé de jeter un œil sur sa « commutation ». En me rendant au sous-sol, j'imaginais bien certaines choses qui m'attendaient dans mon antre de bricolage. Ce que j'y ai découvert a dépassé mon imagination ! Une résistance et un condensateur étaient respectivement commutés entre eux de façon plutôt originale. Qui plus est par deux – des boucles d'oreilles bien sûr et conformes à la directive ROHS sur l'utilisation des substances toxiques ! »





Le projet montré ici est également le fruit d'une idée géniale de l'amie de l'auteur. Le couple expérimente avec des bouteilles de vin, remplies d'eau colorée et divers produits chimiques. Les LED de différentes couleurs, immergées dans le liquide, font véritablement rayonner les bouteilles. C'est magique, le colorant actif aux UV fluorescéine-sodium donne une luminosité d'un vert intensif, si des LED bleues ou mieux encore des LED UV « sont incorporées ». En utilisant également le colorant actif aux UV Rhodamine B, on obtient un rouge intensif. Quant au fluorescéine-sodium ou au Rhodamine B, il est possible de se les procurer dans chaque pharmacie, mais aussi à prix raisonnable sur Internet. Ne soyez pas impressionné par le prix car

un gramme seulement suffit pour dix bouteilles au moins.

Encore plus spectaculaire est le jeu des couleurs avec l'utilisation des LED rouge vert bleu RGB imitant des « esprits de bouteille ». La commutation effectuée sur une platine pour montage est réalisable en 30 mn et c'est un jeu d'enfant même pour les débutants. Le microcontrôleur maintient l'ensemble compact.

Comme d'habitude le logiciel est téléchargeable sur le site Elektor sous [www.elektor.fr/080076](http://www.elektor.fr/080076). Un contrôleur programmé est disponible sous le numéro 080076-41.

(080076-1)

Sebastian Westerhold

## 021 Thermostat à tout faire

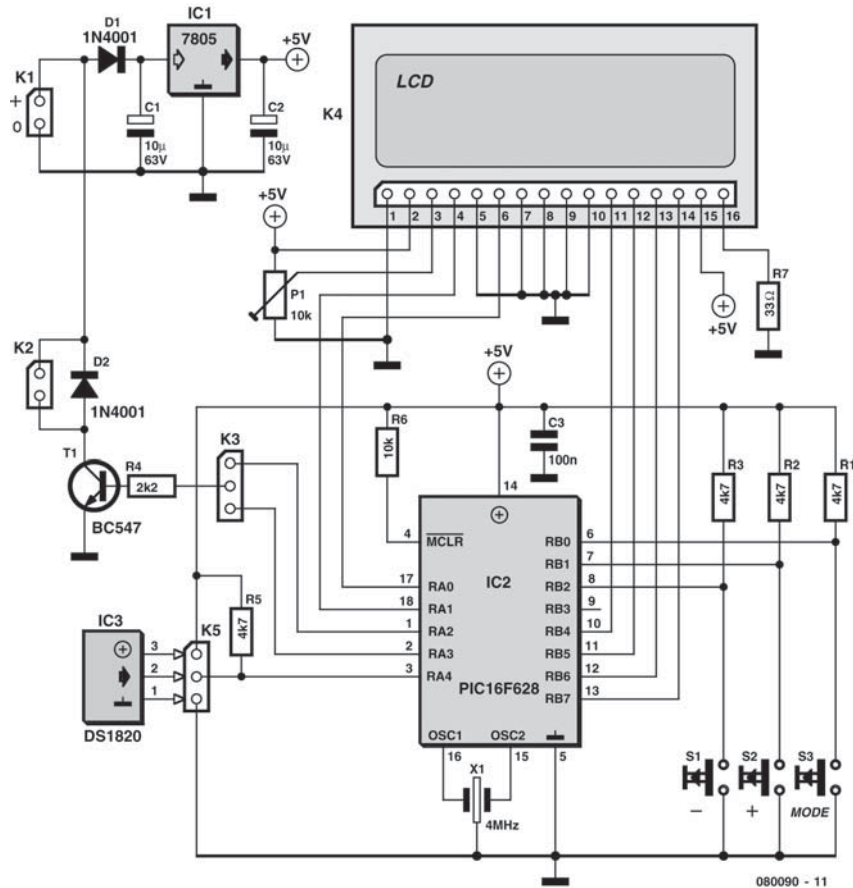
MAISON

C'est à des récriminations contre le thermostat de notre réfrigérateur que ce projet doit l'existence. Il fallait le baisser en été pour qu'il garde le froid aussi bien qu'en hiver. Sans doute le capteur de température d'origine était-il installé trop près de la paroi réfrigérante et ne prenait pas assez en compte le niveau moyen d'ambiance à l'intérieur de l'armoire.

Lors de la conception de ce projet de thermostat électronique, on a prévu une plage de réglage plus large de manière à pouvoir s'en servir aussi à d'autres fins : le réglage de la température pour la chaudière d'une habitation, le chauffage de planta-

tions, sans oublier la cuve de gravure des circuits imprimés !

Le domaine de réglage va de  $-25^{\circ}\text{C}$  à  $+75^{\circ}\text{C}$  au pas d'un quart de degré. En outre, on peut choisir l'hystérésis, la différence entre les niveaux d'enclenchement et de déclenchement du système. Une très petite hystérésis procure une grande stabilité de température, mais l'inconvénient est la fréquence exagérée des commutations, ce qui provoque généralement une usure prématurée du compresseur (frigorifique) ou de la pompe (du chauffage central). Elle se règle entre  $0,1^{\circ}\text{C}$  (température très stable) et  $10^{\circ}\text{C}$  (quasiment pas de



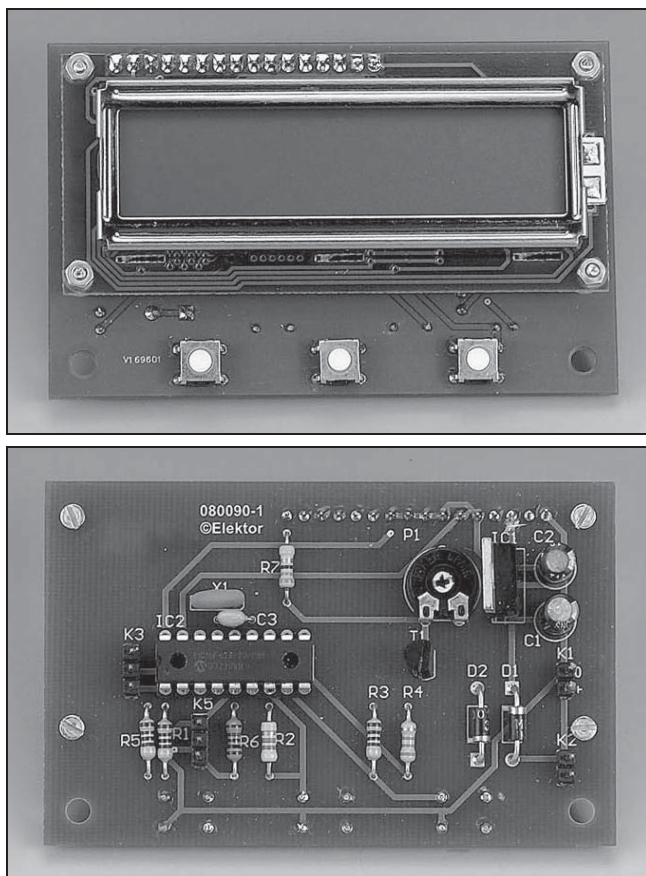
réglage), par pas de 0,1 °C.

Les réglages s'opèrent à l'aide de trois poussoirs, en suivant les indications d'un écran LCD de 2×16 caractères et seront mémorisés dans l'EEPROM du PIC. En service normal, l'écran LCD indique la température courante.

La pièce centrale du circuit est un PIC 16F628. À part lui et outre l'écran LCD mentionné, l'élément important du projet est évidemment le capteur de température DS1820, branché sur K5. Vu que le DS1820 est étalonné d'avance par le fabricant, nous sommes débarrassés de la corvée. Un régulateur 7805 classique et un petit transistor complètent la feuille des présences. La fréquence d'horloge du PIC est rythmée à 4 MHz par un résonateur à la céramique avec condensateurs incorporés (numéro de commande Conrad 726406/726507).

Il y a deux sorties de commutation différentes prévues sur le PIC, une pour le froid, une autre pour le chauffage. S'il s'agit de refroidir, il faut lancer le processus quand la température est trop élevée, tandis que dans un système de chauffe, on doit prendre action dès que la température a trop baissé. Un cavalier permet de faire la différence entre une application de refroidissement (cavalier sur 2-3 de K3) ou de chauffage (cavalier sur 1-2 de K3).

Lors de la mise en marche, le message « TEMPERATURE » apparaît à l'écran, accompagné de la température du moment en degrés Celsius. S'il n'y a pas encore de capteur branché, on aura droit à un avertissement d'erreur. En maintenant enfoncé le bouton de « Mode », on fait venir un astérisque, puis l'invite « SET TEMPERATURE », réglage que l'on opère pas à pas avec les boutons « - » et « + » jusqu'à atteindre la température désirée. Appuyer encore sur le bouton de Mode amène



au choix de l'hystérésis, à ajuster assidûment au moyen des boutons « - » et « + ».

Avec une hystérésis de 1 °C et une température de consigne de 20 °C, pour un chauffage, la sortie sera active en-dessous de 19 °C (20-1), alors que le système sera arrêté à 21 °C (20+1).

La liaison du circuit avec l'appareillage extérieur se réalise par relais (via K2), pour d'évidentes raisons de sécurité. Le transistor est en mesure de commuter sans souci des courants jusqu'à 100 mA, une diode de roue libre rabote les pics de tension engendrés par l'extra-courant de rupture dans la bobine du relais. On peut choisir la tension d'alimentation du circuit en fonction de celle requise par la bobine, selon le modèle de relais, 12 V par exemple.

Quand vous mettrez ce circuit en service, rappelez-vous que le moteur du compresseur du frigo est branché directement sur le secteur, toute votre réalisation doit par conséquent respecter impérativement les normes de sécurité !

Si le circuit est destiné à réchauffer une jardinière, par exemple, (il s'agit ici du bac de plantes) il est pratique de remplacer le transistor commutateur indiqué par un HEXFET. Un prototype doté du IRFP3710 a donné toute satisfaction en commande d'un élément chauffant de 1,5 A sous 12 V et comme les pertes étaient très minimes, le FET n'avait pas besoin de radiateur. Avec ces composants, la tension de commutation de 5 V délivrée par le PIC s'est révélée suffisante pour saturer le FET.

Le logiciel ne remplit qu'à moitié la mémoire programme du 16F628. Comme il n'y avait aucune obligation de concision, on a utilisé le compilateur PicBasic Pro pour générer le code du PIC.

Aussi bien le fichier source (1820THER.BAS) que le fichier .hex (1820THER.HEX), celui qu'il faudra finalement programmer dans le 16F628, sont disponibles sur le site d'Elektor (référence 080090-11).

Le code source est copieusement agrémenté de commentaires, de quoi simplifier les modifications, comme la plage de température, par exemple.

Par défaut, la température fixée au départ est de 20 °C et l'hystérésis de 2 °C.

Comme capteur, mieux vaut opter pour le DS1820 nu et le munir d'un câble plat à trois conducteurs. En association avec un réfrigérateur, ce type de câble en nappe présente l'avantage de conduire les informations du capteur à l'extérieur sans occasionner de difficulté, l'élasticité du joint de caoutchouc permet une étanchéité suffisante autour du câble. Après raccordement du capteur à son câble de liaison, il est utile de rigidifier avec une colle à deux composants l'ensemble qui, avant solidification, sera recouvert de gaine thermorétractile pour en assurer une bonne étanchéité.

On peut aussi choisir une version étanche d'origine du capteur DS1820 (p.ex. numéro de commande Conrad 184037/184052), modèles qui sont pourvus d'une sorte de cordon téléphonique, légèrement plus épais que le câble en nappe, il est vrai.

## Liste des composants

<b>Résistances</b> R1 à R3, R5 = 4k $\Omega$ 7 R4 = 2k $\Omega$ 2 R6 = 10 k $\Omega$ R7 = 33 $\Omega$ P1 = ajustable 10 k $\Omega$	<b>Semi-conducteurs</b> D1, D2 = 1N4001 T1 = BC547 IC1 = 7805 IC2 = PIC16F628-04/P (programmé 080090-11.hex)	K1, K2 = embase autosécable à 1 rangée de 2 contacts K3, K5 = embase autosécable à 1 rangée de 3 contacts K4 = embase autosécable à 2 rangées de 8 contacts DS1820 + câble plat à 3 conducteurs Affichage LCD de 2x16 caractères
<b>Condensateurs</b> C1, C2 = 10 $\mu$ F/63 V C3 = 100 nF	<b>Divers</b> X1 = résonateur céramique 4 MHz S1 à S3 = bouton-poussoir miniature	

## Téléchargements

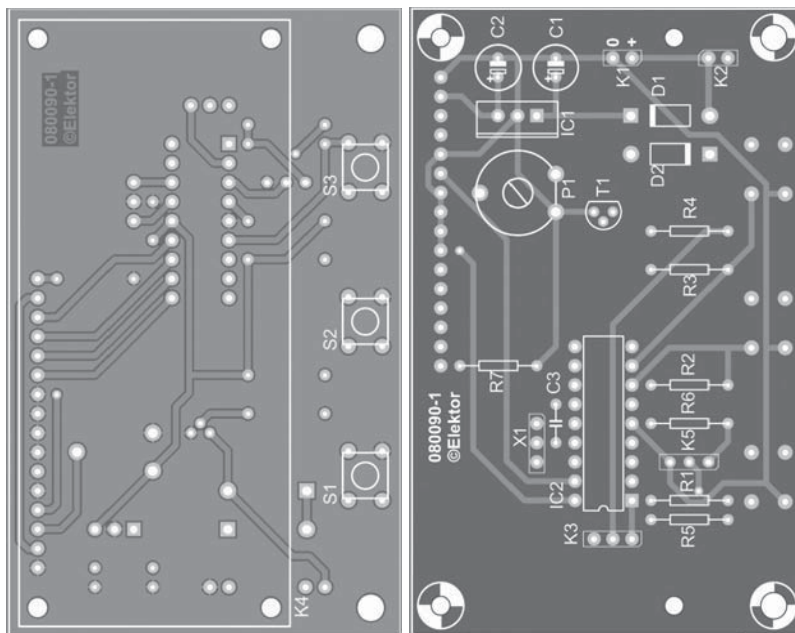
Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Codes source et hex : 080090-11.zip

Dessin des pistes de la platine : 080090-1

(080090-1)

Ruud van Steenis



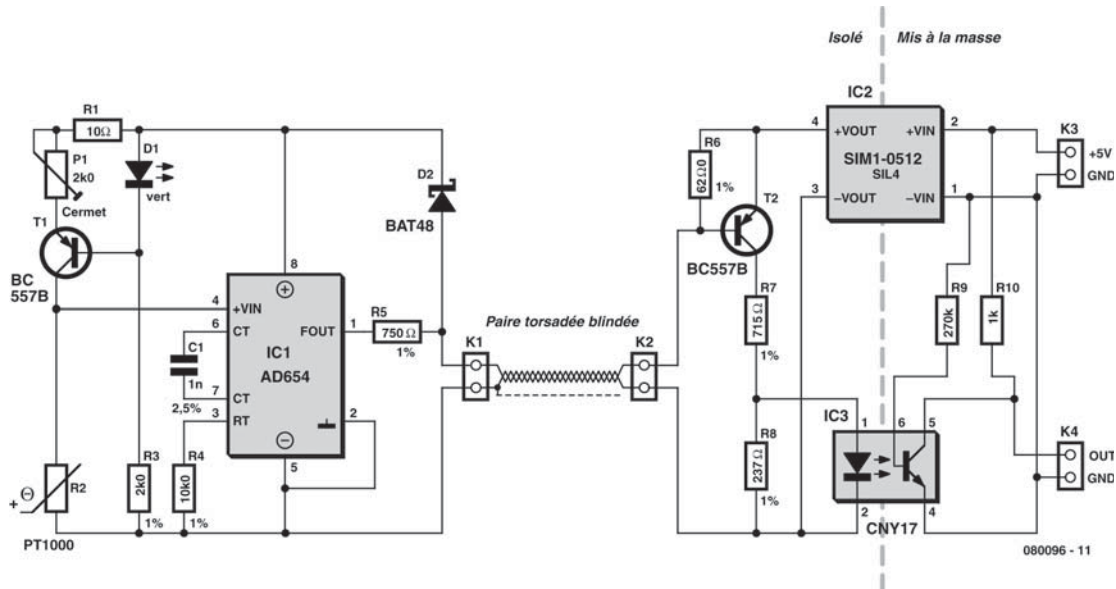
## 022 Capteur de température à interface bifilaire

MESURE &amp; TEST

Lorsque l'on a besoin de capteurs de température précis utilisés en plein air, il est judicieux de penser à une isolation galvanique destinée à protéger l'électronique de traitement contre des surtensions lors d'orages. On préférera une transmission numérique du signal à son homologue analogique car elle est moins complexe, plus sûre et qu'elle facilite le traitement. Ici, la transmission du signal et l'alimen-

tation de l'électronique de conversion ne requièrent que deux fils seulement !

Nous utilisons ici un capteur PT1000 capable de supporter des températures largement supérieures à 130 °C (telles qu'on peut les rencontrer sur des collecteurs photovoltaïques). La tension chutant aux bornes du capteur est transmise au AD654, un convertisseur tension d'alimentation fréquence



d'Analog Devices. On superpose alors, sur la ligne d'alimentation, des impulsions rectangulaires de fréquence variable fonction de la température, approche qui permet de véhiculer le signal sur de grandes distances sans problème. Au niveau du circuit de réception, le signal est découplé au travers d'un opto-coupleur qui assure l'isolation galvanique.

T1 constitue une source de courant qui alimente le capteur de température R2 à un courant constant de 1 mA, valeur ajustable par le biais de P1. La tension chutant sur le capteur attaque l'entrée Vin (broche 14) du convertisseur tension d'alimentation fréquence, IC1. Le dimensionnement de R4 et C1 est tel que le rapport tension/fréquence est de 10 kHz/V.

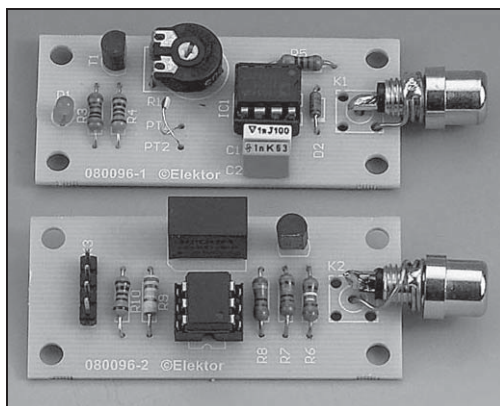
La formule donne  $T = (f - 10000)/38$ , où T représente la température (en °C) et f la fréquence en hertz. Ceci nous donne une plage de fréquences allant de 8,8 kHz (à -30 °C) à 15,7 kHz (à 150 °C). Le collecteur du transistor de sortie de IC1 est relié à la broche 1, son émetteur à la broche 2. Cette broche 1 est forcée au plus de l'alimentation au travers de R5, la broche 2 étant reliée directement à la ligne véhiculant le potentiel négatif.

T2 constitue le cœur du circuit de démodulation. Le dimensionnement de la résistance de détection de courant R6 est tel que le courant de repos du convertisseur IC1 n'est pas suffisant à faire passer le transistor T2 en conduction. En cas de commutation du transistor de sortie du convertisseur, R5 est prise additionnellement en parallèle dans la boucle de courant ce qui se traduit par la circulation d'un courant sensiblement plus élevé. Ainsi la chute de tension aux bornes de R6 augmente et T2 conduit. Il circule alors un courant de collecteur important à travers R7, R8 et la LED de l'opto-coupleur IC3. Le bornier K4 met à disposition le signal de sortie à faible impédance qui peut ensuite être évalué.

Pour pouvoir alimenter le montage asymétriquement, la section isolée est alimentée par un convertisseur CC/CC, qui d'une part fournit les 12 V nécessaires tout en assurant une isolation galvanique à une tension d'isolation de 1000 V.

(080096-I)

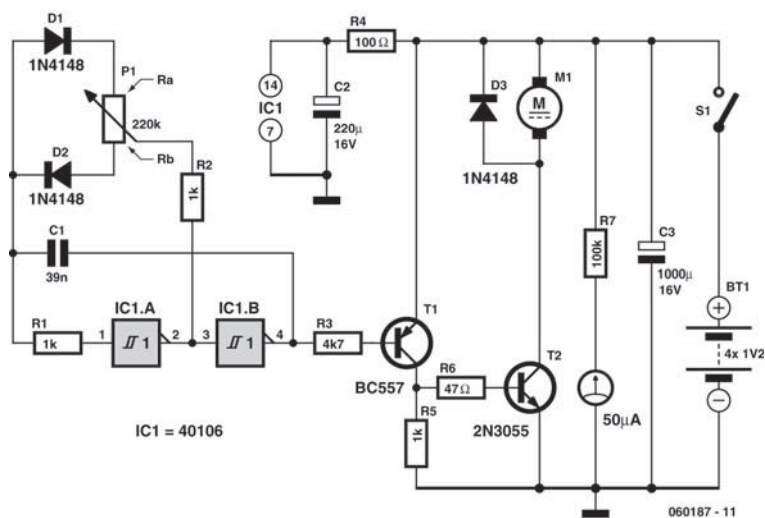
Stefan Dickel





## 023 Commande en largeur d'impulsion

## DIVERS



### Pour moteur à aimant

Les moteurs pour courant continu à aimant permanent sont très répandus et appréciés également en modélisme. Ce qui les caractérise, c'est un rapport élevé entre le couple de démarrage et le couple en régime nominal.

S'il faut faire varier le couple d'un moteur à aimant permanent alors qu'il est alimenté par une source continue à tension fixe, comme une batterie, c'est la solution de la commande en largeur d'impulsion qui s'indique le mieux. Deux portes d'une puce 40106 forment un multivibrateur astable dont le rapport cyclique peut être modulé dans une très large plage, indépendamment de la fréquence. En réglant le potentiomètre, on fait varier le rapport entre les résistances Ra et Rb dont la somme est la valeur du potentiomètre. Le condensateur C1 est chargé par Ra et déchargé par Rb.

À la sortie (broche 4) du 40106, on obtient alors le rapport cyclique souhaité. Ra détermine la durée du niveau haut en sortie, Rb celle du niveau bas. La fréquence d'oscillation est constante, à environ 115 Hz. Le transistor T1 assure l'amplification en courant. Quand la broche 4 du 40106 est à la tension de la masse, T1 est conducteur ; si elle est à la tension d'alimentation, T1 bloque.

Au collecteur de ce transistor, il y a assez de courant disponible pour attaquer le transistor de puissance 2N3055. La cellule R4 et C2 découple la commande de la charge. L'appareil à cadre mobile raccordé à R7 sert à surveiller l'état de charge de la batterie, quand on travaille sur accumulateurs.

L'auteur a utilisé ce circuit pour commander le moteur d'un ancien magnétocassette, auquel cas, le 2N3055 ne nécessite pas de radiateur.

(060187-I)

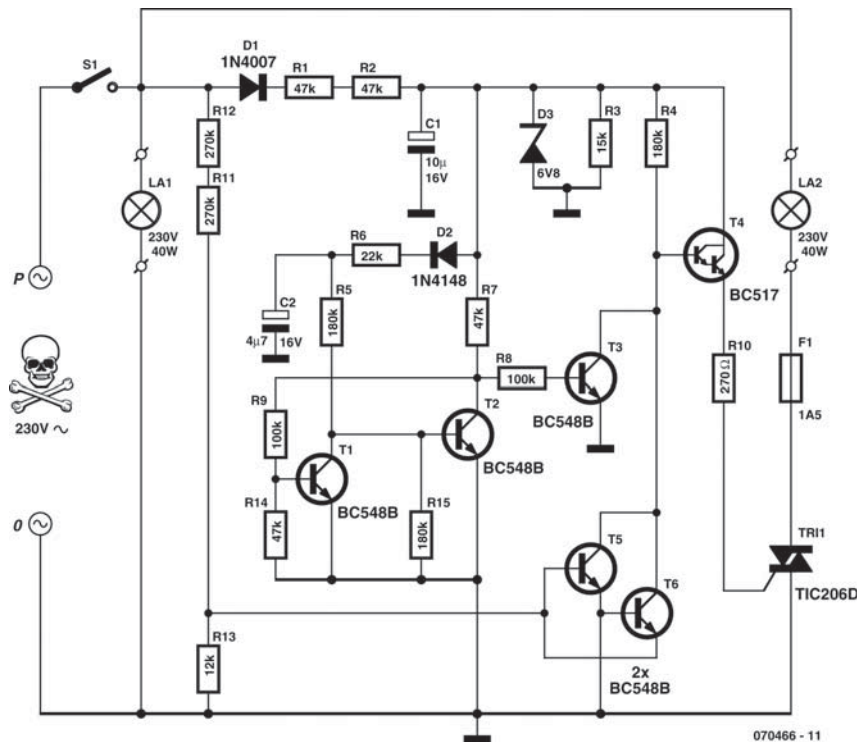
Franz P. Zantis

## 024 Domino compteur

MAISON

Que faire quand on veut commander séparément deux ampoules dans un même lustre avec une seule connexion ? On installe un « domino-compteur » dans la boîte de raccordement du lustre ! Le circuit est fait de composants discrets et se monte sans peine sur une platine de quelques centimètres carrés.

Quand l'interrupteur S1 est basculé la première fois, l'ampoule La1 connectée directement s'allume normalement, l'ampoule La2 reste éteinte. Accessoirement, le condensateur électrolytique C1 se charge, à travers la diode redresseuse D1 et R1-R2, jusqu'à ce que la diode zener D3 conduise et limite la tension à 6.8 V. Cette tension alimente le reste du



circuit. La deuxième ampoule est connectée à travers un triac standard et un fusible (calibre recommandé : 1,5 A retardé). Le triac est amorcé par T4 mais seulement si T3 ne maintient pas à la masse la base de T4. C'est le cas lors du premier allumage, donc les transistors T1 et T2 forment un multivibrateur bistable avec un état initial défini. Les deux transistors sont bloqués au départ par R14 et R15. L'élévation de la tension sur C1 fait basculer T1 – commandé par les résistances R7 et R9 – immédiatement. L'entrée en conduction de T2 se produit avec un certain retard par D2, le filtre passe-bas R6/C2 et R5. Le courant de base nécessaire à T2 est détourné vers la masse par la mise en conduction immédiate de T1. Le transistor T2 reste dans l'état bloqué, stable, et n'agit pas sur la base de T3, qui reste donc conducteur.

Pour allumer la deuxième ampoule, on actionne S1 de façon à éteindre La1 et la rallumer dans un délai d'une seconde environ. Cela produit sur le bistable les effets suivants : la tension sur C1 tombe plus vite après l'extinction que celle de C2. Le responsable principal en est la résistance R3 par laquelle C1 se décharge plus vite que C2. Le courant de décharge de C2 ne peut passer que par la forte résistance de

R5, puisque le chemin de faible résistance est bloqué par D2. C'est ainsi que T2 est maintenu conducteur par R5 pendant une à deux secondes de plus que T1 par R7 et R9. Si la tension d'alimentation réapparaît pendant ce temps, elle ne peut plus atteindre T1 par R7 puisque T2 dévie le courant vers la masse. Cet état est stable maintenant puisque C2 continue de se charger par D2 et R6.

Quand T2 conduit il tire la base de T3 à la masse, ce qui le bloque. Le transistor Darlington T4 est mis en conduction et délivre à travers la résistance de limitation R10 le courant d'amorçage du triac : la deuxième ampoule s'allume.

La paire de transistors T5 et T6 constitue un détecteur de passage par zéro. Il garantit que le triac n'est jamais amorcé quand une forte tension du secteur alternatif est présente. Cela évite les fortes montées de l'intensité dans l'ampoule La2, responsables de parasites radio. De plus, le courant d'amorçage du triac n'est nécessaire que pendant une petite fraction de chaque période. Si on tirait ce courant en permanence de C1, il faudrait que la résistance de R1 et R2 doit beaucoup plus faible. Cela serait défavorable à la température du module entier et empê-



cherait de le loger dans un corps de lampe en plastique.

Avec les valeurs choisies, le triac n'est amorcé que si la tension du secteur est inférieure à 15 V environ. Le diviseur de tension R11/R12/R13 ne rend les transistors conducteurs que quand la tension de la phase est supérieure à +15 V (T5) ou inférieure à -15 V (T6). En-dehors de la fenêtre temporelle, les collecteurs réunis tirent la base de T4 à la masse ou légèrement en-dessous de zéro.

Les résistances qui provoquent une chute de tension presque égale à la totalité de la tension du secteur sont constituées de deux composants en série pour ne pas dépasser la tenue en tension ni la dissipation des modèles usuels de ¼ W. Cela s'applique à R1 et R2 aussi bien qu'à R11 et R12. L'ensemble du montage est sous « haute tension » et devrait être tenu à l'abri de tout contact !

(070466-I)

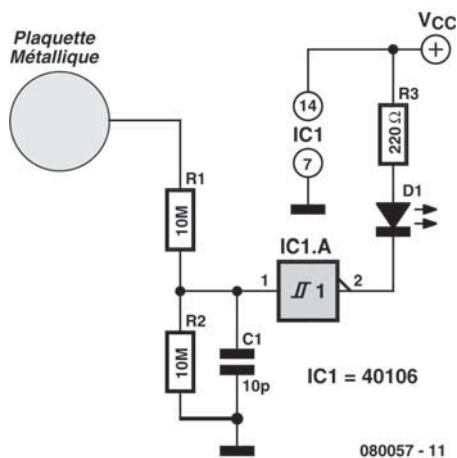
Edmund Martin

## 025 Touche à effleurement à un fil

JEUX & MODÉLISME

Utilisez ce petit circuit où vous voudrez, connecté à un microcontrôleur, des relais, une alarme secrète, un robot, par exemple, ou simplement pour allumer une LED le temps que vous touchez la plaque métallique.

Le circuit se compose d'un diviseur de tension R1/R2, un *trigger* de Schmitt inverseur d'une puce 40106, un petit condensateur pour écarter les parasites HF et une LED avec sa résistance talon.



La plaque de métal est reliée par fil à PAD1. Comme le courant issu de votre corps est très petit, on conçoit bien que R2 du diviseur aura une grande valeur, comme 10 MΩ, pour que la tension à ses bornes suffise à la détection par l'entrée 1 de la porte IC1.A.

R1 sert à éviter que l'énergie d'une décharge électrostatique n'aille endommager l'entrée de la porte. C'est ce qui risquerait de se produire si vous avez circulé sur un tapis avec des semelles de caoutchouc. Vous pouvez augmenter la sensibilité du détecteur en cherchant des valeurs pour R1, 1 kΩ, par exemple, ou une plaque plus petite.

La valeur de la résistance de forçage haut R3 se calcule pour que le courant dans LED1 soit inférieur à la limite en régime. La plupart des LED courantes admettent 20 mA.

Le circuit fonctionnera aussi sans LED, en connectant la résistance de forçage R3 à la sortie en broche 2 et de là à l'entrée d'un microcontrôleur. Vérifiez toutefois si le microcontrôleur a une faible résistance de polarisation (p. ex. vers +V<sub>DD</sub>) sur sa ligne de port.

(080057-I)

Lars Näs

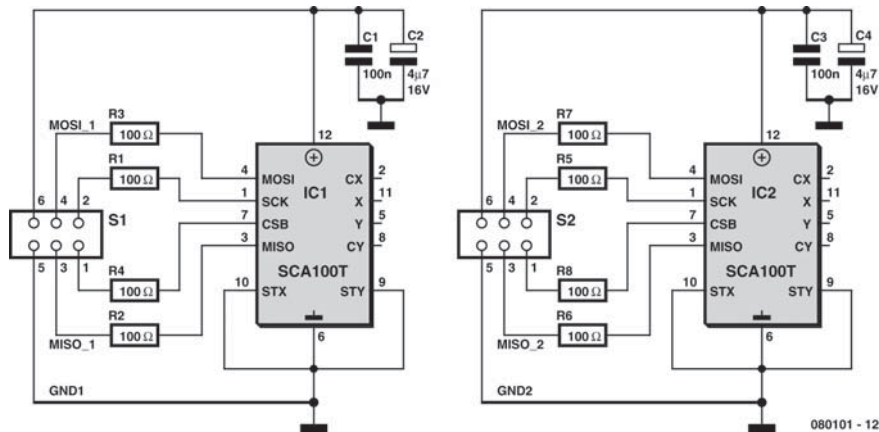
## 026 Pitchmètre pour hélicoptère miniature

JEUX & MODÉLISME

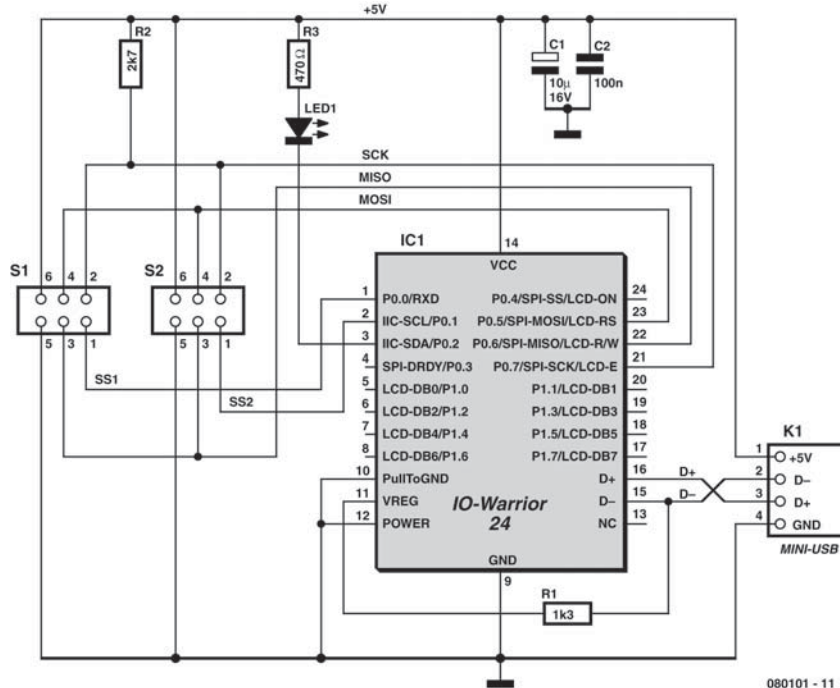
Dans le monde de l'hélicoptère, le pitch est l'angle d'attaque des pales du rotor. Avec un hélicoptère miniature, cet angle est d'une importance capitale pour le comportement en vol du modèle réduit. Les valeurs typiques pour un vol en stationnaire se situent entre -3 et +10°.

Il existe différentes méthodes de mesure et de réglage de cet angle de pale de rotor. Il est possible, par exemple de positionner horizontalement les axes des aubes (ces petites pales du rotor auxiliaire situées en-dessous du rotor principal) en s'aidant d'un niveau à bulle et de déterminer l'angle de pitch

1)



2)



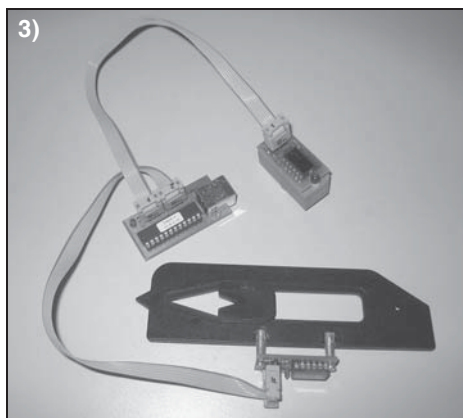
à l'aide d'un rapporteur angulaire fixé à la pale du rotor. Si l'on veut que cela fonctionne il faut bien entendu que l'axe du rotor soit le plus vertical possible et ses pales le plus horizontal possible.

Comme bien souvent, un petit auxiliaire électronique peut simplifier la vie de tous les jours.

Cherchant un circuit intégré adéquat, l'auteur trébucha sur le SCA100T de VTI Technologies [1]. Il s'agit d'un petit système micromécanique mesurant, capacitivement, l'angle d'une paire d'axes. Le modèle SCA100T -D01 possède, sur une plage

de  $\pm 30^\circ$ , une résolution de  $0,0025^\circ$ . Il est possible de lire ces capteurs d'angle en numérique par le biais d'une interface SPI.

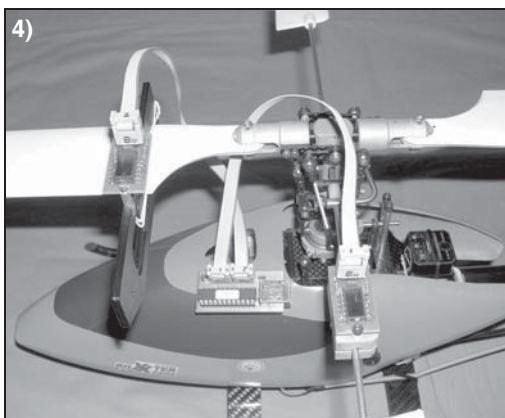
Il reste à trouver, si l'on souhaite utiliser un PC ou un ordinateur portable pour la visualisation de l'angle mesuré, une interface adaptée. Les choses deviennent un jeu d'enfant si l'on opte pour un convertisseur USB/SPI tout fait tel que le IO-Warrior-24 de Code Mercenaries [2]. Comme le montre le schéma, ce circuit intégré peut piloter non pas une, mais deux interfaces SPI et même une LED



signalant un système prêt à fonctionner. Le circuit de la seconde figure donne le schéma de deux rapporteurs à interface SPI identiques.

On voit en **figure 3** un module terminé. Un capteur d'angle doté d'un conduit de verrouillage noir est fixé sur l'une des pales du rotor. Le second module de détection de couleur grise est coincé sur l'axe des aubes. La **figure 4** montre comment le système prêt à effectuer des mesures est fixé sur un modèle réduit d'hélicoptère.

Il va sans dire qu'un tel système de mesure requiert un logiciel pour être fonctionnel. L'option IO-Warrior simplifie l'accès au matériel sachant que sur son site web Code Mercenaries propose des bibliothèques permettant la lecture de ses données en C++ ou Visual Basic (VB), option adoptée par l'auteur vu que Microsoft propose gratuitement le système de développement correspondant. Il a donc écrit un petit programme VB affichant dans une



fenêtre l'angle mesuré arrondi au  $0,1^\circ$  le plus proche.

Il mesure l'angle de l'axe des aubes et celui de la pale de rotor. La différence entre ces deux angles donne l'angle de pitch. Comme il s'agit de capteurs à deux axes, la valeur moins significative est visualisée en petit. Ces valeurs expriment le positionnement dans le plan horizontal du modèle et devraient être inférieures à  $10^\circ$ . Selon le cas, un clic sur le symbole « +/- » permet de modifier la polarité du signe. Le programme VB est à votre disposition sur le site Internet d'Elektor.

#### Liens Internet

[1] [www.vti.fi/en/products-solutions/product-finder/search/motion.html](http://www.vti.fi/en/products-solutions/product-finder/search/motion.html)

[2] [www.codemerics.com](http://www.codemerics.com)

(080101-I)

Hanspeter Povel

## 027 Éclairage horticole sous Flowcode

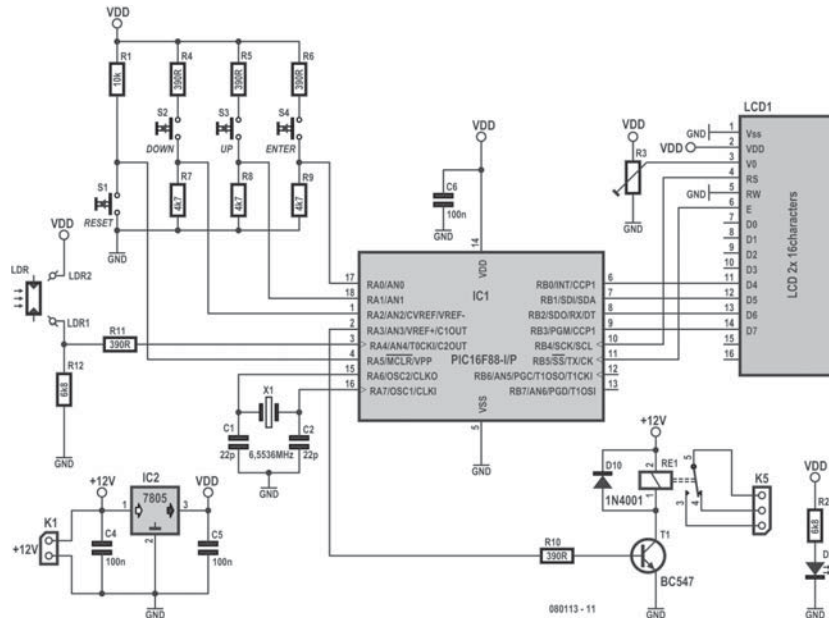
MAISON

Vous connaissez sans doute Flowcode suite aux nombreux projets à base d'E-blocks publiés dans Elektor ces derniers mois. Nous vous proposons dans ce numéro double un projet programmable sous Flowcode puisque son cœur, un microcontrôleur programmé sous Flowcode, a pour but d'allumer l'éclairage à des moments prédéterminés.

Ce cœur est un microcontrôleur PIC16F88 chargé de piloter un affichage LCD de  $2 \times 16$  caractères pour la visualisation des paramètres modifiables par quelques boutons-poussoirs, au nombre de trois. P1

sert, comme d'habitude, à jouer sur le contraste de l'affichage. La sortie RA3 du PIC attaque le transistor T1 qui, au travers d'un relais, met l'éclairage en fonction ou le coupe.

La régulation de l'alimentation fait appel à un 7805 standard. S1 fait office d'interrupteur de réinitialisation (*reset*) attaquant l'entrée MCLR du PIC. Cette ligne doit être à « 1 » en fonctionnement normal (et à « 0 » lors d'un *reset*). Ceci explique qu'elle soit forcée à la tension d'alimentation par le biais d'une résistance *pull-up*, R1.



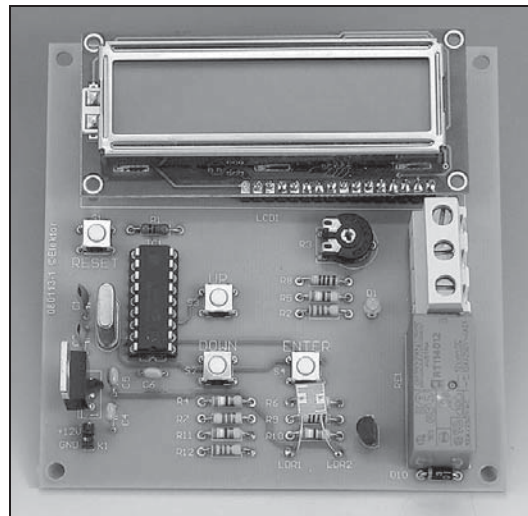
Le programme écrit en Flowcode active le relais aux moments suivant :

- ◆ Il est 16.00 passé.
- ◆ Lorsque la luminosité frappant la LDR tombe en deçà d'un seuil (ajustable).
- ◆ Le matin, de 7 à 8 heures.
- ◆ Le soir, à 23h00, le relais est désactivé (sauf les vendredis, samedis et dimanches, jours pendant lesquels l'éclairage reste allumé une heure de plus).

Dans la journée, l'affichage indique l'instant d'allumage de l'éclairage extérieur.

Voici comment programmer les instants de commutation : faire un *reset* ; le programme se présente alors. Appuyer maintenant sur la touche « Enter ». Paramétrer à l'aide des touches « Up » et « Down » les moments souhaités. Appuyer à nouveau sur « Enter » pour paramétrer les minutes (se fait comme pour les heures). Après un nouvel « Enter » le programme demande de paramétrer le seuil de luminosité. Cette valeur sera comparée à la quantité de lumière frappant la LDR. Lorsque cette valeur tombe en deçà du seuil, l'éclairage s'allume.

Un nouvel « Enter » pour paramétrer le jour de la semaine. On peut ainsi définir les jours auxquels l'éclairage brûlera plus longtemps. Un dernier « Enter » démarre l'horloge.



Il est possible de modifier le programme à son gré, l'heure d'allumage de l'éclairage le matin par exemple. Mais on peut également supprimer cette option si elle s'avère inutile.

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Fichier Flowcode : 080113-11.zip

Dessin de la platine : 080113-1

(080113-I)

Jan Middel

## 028 Économie de broches

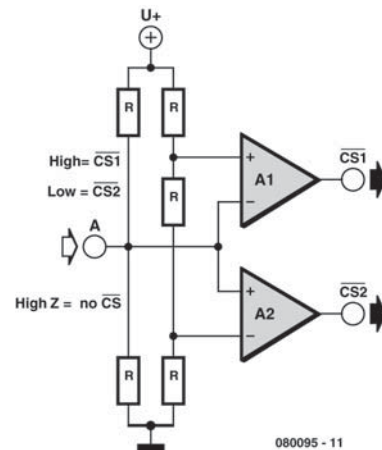
### MICROPROCESSEURS

Les microcontrôleurs, quand ils sont petits et bon marché, ont naturellement moins de « pattes » que leurs grands frères, et on trouve souvent que c'est trop peu. C'est pourquoi l'auteur s'est demandé comment les économiser en cas de besoin. L'idée lui est venue de tirer profit de l'état haute impédance d'une sortie à trois états. Cet état peut être utilisé comme signal CS (*Chip Select*) pour d'autres circuits intégrés ou comme signal de lecture-écriture, RD/WR.

Il suffit de deux comparateurs ou amplificateurs opérationnels alimentés par une source simple de 5 V, dont l'excursion de sortie inclut la masse et l'alimentation (types *rail-to-rail*). On peut utiliser par exemple les LM393 ou LM311.

Les résistances du diviseur de tension du circuit ont toutes la même valeur, ici 10 kΩ. L'entrée A se trouve polarisée à la moitié de la tension d'alimentation (2,5 V) quand rien d'autre n'est connecté à l'entrée, ou que la sortie du microcontrôleur est à haute impédance. L'entrée non-inverseuse d'IC1.A est aux deux tiers de la tension d'alimentation, l'entrée inverseuse d'IC1.B à un tiers, si bien que

les deux sorties sont au niveau haut. Si la broche du microcontrôleur connectée à l'entrée A passe au niveau bas, la sortie d'IC1.B passe au niveau bas, celle d'IC1.A au niveau haut. Si l'entrée A passe au niveau haut, c'est le contraire.



(080095-I)

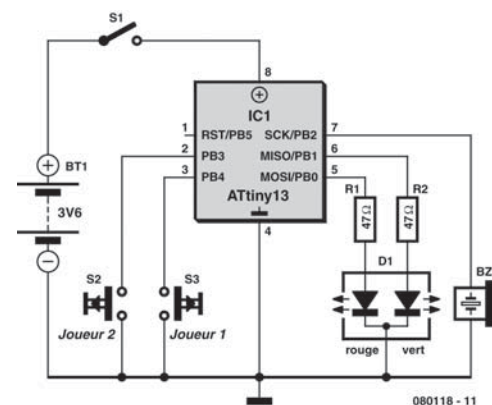
Roland Plisch

## 029 Testeur de réaction à ATtiny13

### JEUX & MODÉLISME

Ce testeur de réaction permet à deux joueurs (rouge et vert) de se mesurer. Chacun d'entre eux est armé d'une touche, à actionner ni trop tôt ni trop tard. Le moment venu est visualisé par une LED multicolore. Le but de la manœuvre est alors d'être le premier à appuyer sur « sa » touche. Voici comme cela fonctionne : après mise sous tension l'appareil émet une séquence de bienvenue sous forme d'un clignotement rouge-vert et d'un double signal acoustique, la LED clignotant ensuite en rouge. En cas d'action sur une touche au cours de cette phase (prématurée), son auteur est « puni » par un ton grave signal et l'illumination de sa lampe. Au bout d'une temporisation aléatoire la LED se colore en jaune. À partir de cet instant, le premier à appuyer sur sa touche a gagné, sa « récompense » prenant la forme d'un clignotement rapide de la LED. Si la LED jaune s'éteint avant que l'un des joueurs n'ait bougé, il est trop tard et le jeu reprend au début. Un examen du code-source du contrôleur montrera qu'il est facile

d'adapter les séquences et la temporisation à ses propres goûts. Le code-source et le fichier .hex sont téléchargeables depuis le site Elektor, sachant qu'il existe également un contrôleur tout programmé (référence 080118-41).



(080118-I)

Stefan Hoffmann



## 030 Détecteur de feu anti-brouillard

MAISON

Depuis quelques années, les remorques et les caravanes doivent être, dans certains pays d'Europe, pourvues d'un feu anti-brouillard de manière à en améliorer la visibilité.

Lors de sa mise en fonction, le feu anti-brouillard du véhicule tracteur doit être coupé pour éviter des réflexions gênantes. Ceci explique la présence, sur la prise 13 contacts d'un interrupteur mécanique qui coupe le feu anti-brouillard du tracteur et allume celui de la remorque ou de la caravane.

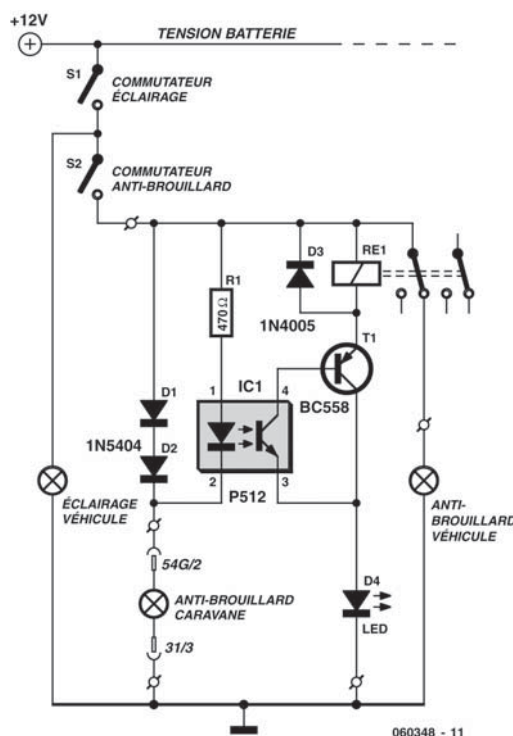
Si votre prise ne possède que sept contacts, la présente électronique vous permettra de réaliser la même fonction.

Un opto-coupleur du type P521 détecte la connexion du feu anti-brouillard de la remorque ou caravane. En cas d'activation du contact du feu anti-brouillard du véhicule, il circule, au travers de D1 et D2, un courant par le feu de la caravane. La LED de l'opto-coupleur s'allume entraînant l'entrée en conduction du phototransistor et l'activation du relais par le biais du transistor T1. Ce dernier coupe le feu anti-brouillard du véhicule.

À réaliser sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles et à installer à proximité de l'armature des lumières du tracteur.

(060384-I)

Harrie Dogge



060348 - 11

## 031 Générateur solaire « suiveur »

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

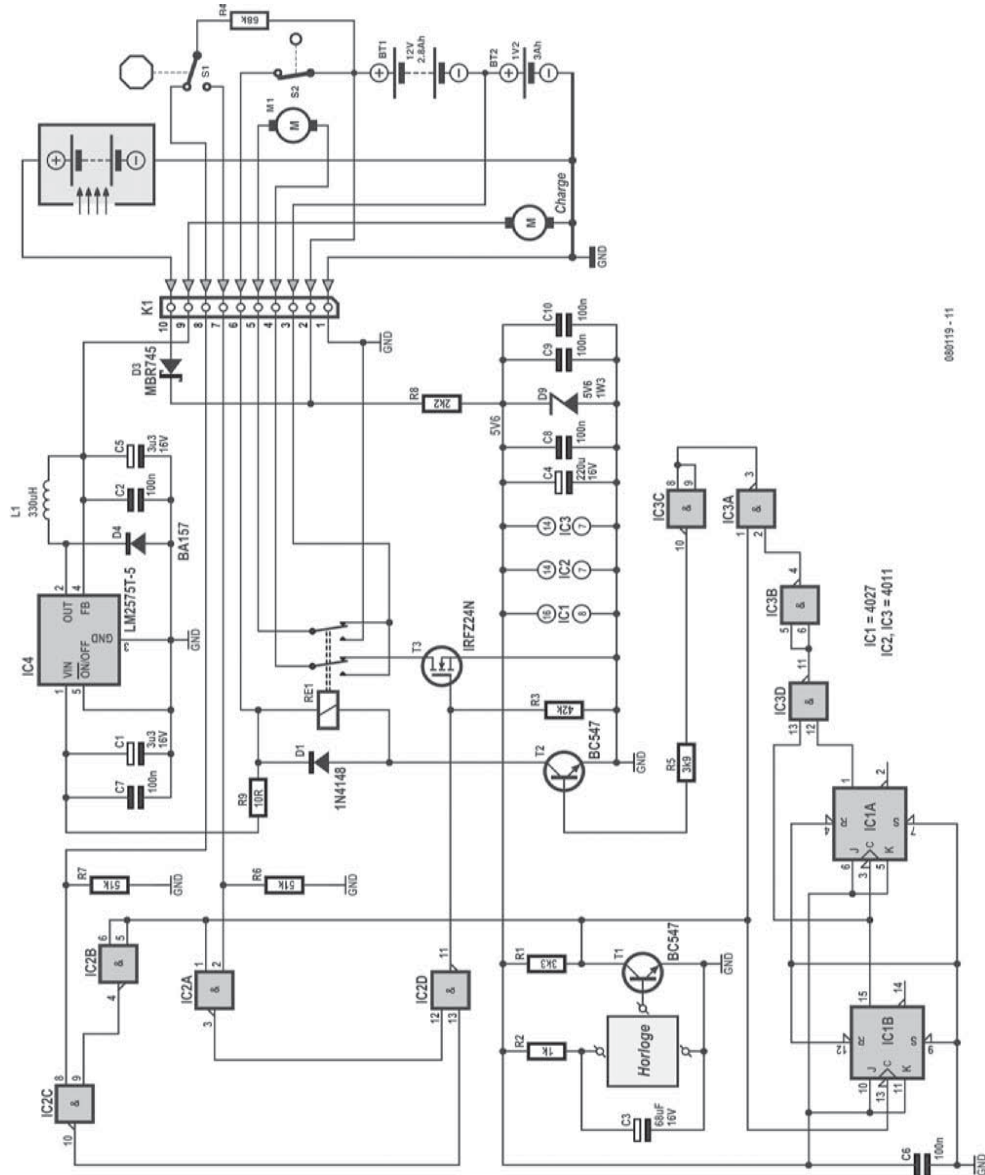
Ce petit générateur solaire 12 V qui, suivant le soleil, joue au tournesol, ne fait pas appel à une régulation photo-pilotée classique, mais travaille par chronologie.

L'axe de rotation est un axe pour volet roulant à deux roulements à billes. Il existe, pour les modules de fixation des roulements, des pièces de montage en équerre prévues à cet effet. On monte directement sur les axes de rotation montés verticalement un moteur de tournebroche fonctionnant sur batterie. De par la présence d'un rapport de conversion et la possibilité de rotation gauche/droite, ce type de moteur n'est pas une solution de secours, bien au contraire, on ne saurait trouver mieux. Il faudra cependant commencer par limer l'extrémité supérieure de l'axe du volet roulant pour l'adapter au profil carré d'un tournebroche de grill.

Le « département » électronique prend la forme d'un chronocommutateur électronique enfichable dans une prise secteur 230 V. Cet accessoire doit disposer d'un minimum de quatre possibilités de moments marche/arrêt (journaliers) programmables. On pourra utiliser, comme module solaire, tout chargeur 12 V pour voiture, camping-car ou bateau du commerce. Il ne devra cependant pas avoir une surface supérieure à 0,25 m<sup>2</sup> sachant que sinon le moment de rotation produit par le vent sur l'engrenage de support devient trop important. L'angle d'inclinaison du module est fixe et sera fonction de la latitude de l'endroit d'installation.

La partie 230 V du chronoprogammateur et son relais de commutation ne servant à rien sont supprimés. L'électronique du chronoprogammateur sert d'horloge pour huit impulsions de rotation de l'axe





d'orientation, sachant que chaque commutation de mise en fonction mais aussi de coupure entraîne une rotation de l'axe de  $22,5^\circ$  d'Est en Ouest en passant par le Sud. La définition de l'angle de rotation est l'affaire de la forme octogonale de l'axe du volet roulant. Ses angles sont détectés par le biais d'un microinterrupteur avec languette de commutation. Il faut ajuster le microinterrupteur de manière à ce que la languette de commutation ferme l'interrupteur lorsque l'on arrive à un angle et qu'elle l'ouvre lorsque,

après rotation, elle arrive sur un côté pris entre deux angles. La logique CMOS à base de IC2, un 4011, met à contribution quatre portes NON-ET (NAND) qui, après chaque impulsion de l'horloge, active le moteur par le biais du FETMOSP T3 juste le temps qu'il faut pour que S1 se ferme (ou s'ouvre). Les instants d'activation/coupure du chronoprogrammateur les plus intéressants : 7:30 (Marche), 9:00 (Arrêt), 10:30 (M), 12:00 (A), 14:00 (M), 16:00 (A), 18:00 (M) et 21:00 (A).

Après huit impulsions d'horloge le module solaire a bougé de  $180^\circ$ , faisant face à l'Ouest. Un compteur d'impulsions, IC1, constitué de deux bascules JK d'un 4027 (CMOS) active, à la 8<sup>e</sup> impulsion, le relais RE1 par le biais de IC3. Pour ce faire, on inverse la polarité du moteur d'entraînement pour effectuer un mouvement de retour de l'Ouest vers l'Est. À l'atteinte de la position de départ à l'Est, le microrupteur de retour, S2, est ouvert directement par le bras en mouvement du module solaire. La charge est connectée au système par le biais de l'interrupteur S2 ouvert la nuit et fermé dans la journée.

Avec le générateur solaire, l'auteur alimente une petite pompe à eau, ce qui explique que la tension soit ramenée à 5 V à l'aide d'un régulateur à découpage (bon rendement).

L'électronique de régulation et le chronoprogrammateur prennent place dans un boîtier étanche à la pluie. La réserve d'énergie prend la forme, pour les journées couvertes, d'un accu 12 V (10 cellules NiMH de 2800 mAh chacune prises dans un boîtier pour 10 piles) qui se glisse gentiment dans un boîtier de distribution électrique. Le compartiment pile du moteur de grill s'est vu doté d'un accu D de 3000 mAh qui, pris en série avec l'« accu » 12 V se charge par le biais du courant solaire.



Les contacts du moteur et de la pile du moteur de grill sont reliés à l'électronique de commande par un câble quadrifilaire, l'interrupteur du moteur de grill ayant été supprimé. Les valeurs de résistance et de capacité des composants utilisés n'ont rien de critique, T1, T2 et T3 pouvant être remplacés par des types de transistor de caractéristiques similaires. Le régulateur 5 V, IC4, travaillant à une fréquence de commutation de quelque 250 kHz, D4 doit impérativement être une diode de commutation rapide. Une 1N4007 classique a un effet très négatif sur le rendement et ne convient donc pas. La self L1 prend la forme d'une petite self de déparasitage à noyau torique.

(080119-I)

Manfred Schmidt-Labetzke

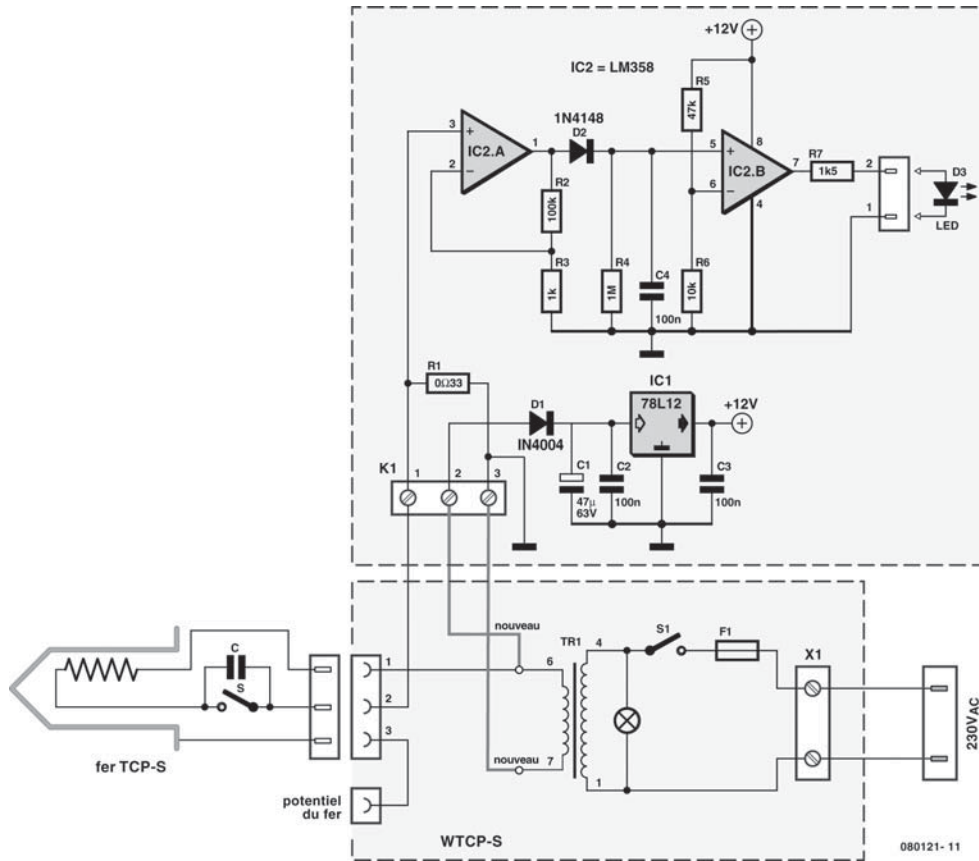
## 032 Témoin de chauffe pour station de soudage Weller

DIVERS

La station de soudage WTCP51 de la firme Weller fonctionne selon le système Magnastat. Dans la panne, il y a une pastille magnétique. Un dispositif mécanique fait en sorte de fermer un interrupteur dans le circuit de chauffe, entre le secondaire à 24 V d'un transformateur et l'élément chauffant du fer à souder. Au-dessus d'une certaine température dite de Curie, la pastille perd son aimantation et l'interrupteur s'ouvre. L'effet est réversible. Un code gravé sur le corps de la panne indique la température de régulation. Ainsi, un 5 =  $260^\circ\text{C}$ , un 6 =  $310^\circ\text{C}$ , un 7 =  $370^\circ\text{C}$  et un 8 =  $425^\circ\text{C}$ . Avec de la soudure au plomb, on utilise d'habitude une pointe à  $370^\circ\text{C}$ . En-dessous de cette température, la résistance de chauffe est branchée ; au-dessus, elle ne l'est plus, de sorte que la température de la panne à souder reste constante.

Un inconvénient du système, c'est que parfois l'interrupteur Magnastat perd la tête. Pour savoir si le fer est bien en marche, il serait utile de disposer d'un témoin qui, par la même occasion, indiquerait quand il a atteint la bonne température et donc quand on peut commencer à travailler. Le présent circuit a été conçu en vue de s'insérer dans la station et compléter l'appareil d'une LED indicatrice de l'état de chauffe. Il se branche en parallèle et met à profit la chute de tension. Aucun réglage n'est nécessaire. Il s'adapte aux stations WTCP-S, WTCP50 et WTCP51 de Weller.

Dans la partie encadrée du dessus, le schéma montre le circuit que l'on propose d'ajouter à la station d'origine, représentée dans l'encadré du bas. La cartouche de chauffage, reliée à la station via un connecteur à trois voies, a une résistance de  $12\ \Omega$ .



Le transformateur de la station délivre une tension efficace de 24 V. Vous l'avez deviné, le courant efficace pendant le fonctionnement est de 2 A. La valeur de crête est donc de 2,822 A. Sur une résistance de *shunt* (R1) de 33 mΩ, la chute de tension sera de 93 mV en valeur de crête.

Le LM358 contient deux amplificateurs opérationnels. On utilise IC2a comme amplificateur avec un gain de 100×. Comme il n'est alimenté qu'en tension positive (unipolaire), il n'amplifie que l'alternance positive de la tension alternative aux bornes de R1. À la sortie de l'ampli, C4 se charge via D1 pendant le temps de chauffe jusqu'à environ 10 V. IC2b est branché en comparateur, sa tension de seuil, réglée par R5 et R6, vaut à peu près 2,1 V. Tandis que circule le courant, la sortie du comparateur est positive et la LED est allumée. Quand l'interrupteur du Magnastat dans le fer à souder s'ouvre, C4 se décharge dans R4 (avec une constante de temps de 100 ms) et la LED s'éteint.

On prélève l'alimentation pour le LM358 du transformateur de 24 V par un redressement à simple alternance (D1/C1) suivi d'un régulateur de tension de 12 V (IC2).

Il n'est pas indispensable de compenser la dérive de tension d'entrée du LM358, malgré son amplification d'un facteur 100, vu que la dérive maximale ne dépasse pas 0,7 mV. La conséquence maximale possible en sortie, 0,7 V, est bien inférieure au seuil de 2,1 V du comparateur.

L'auteur met à votre disposition, par le biais de notre site, un document .pdf (dans la langue de Goethe) proposant le dessin des platine ainsi que des trucs et astuces pour l'intégration dans des stations de WTCP-S et WTCP 50 de Weller.

(080121-I)

Heinz Kutzer

## 033 Alarme de tente

MAISON

Cette alarme n'a pas pour seule application la protection des objets laissés dans une tente. Elle convient aussi sur des bagages, dans des bagages ou pour des applications similaires.

L'alarme de tente peut être déclenchée par différents « capteurs » : d'abord une boucle à ouverture connectée à la broche PB4 du microcontrôleur ATtiny13, en l'occurrence un fil (fin) d'alarme qui sera arraché par le voleur éventuel. Au lieu du fil, on peut prévoir un interrupteur à lames souples, maintenu normalement fermé par un aimant, et ouvert à leur insu par les doigts crochus. Cela permet de surveiller par exemple une porte ou la fermeture à glissière d'une tente.

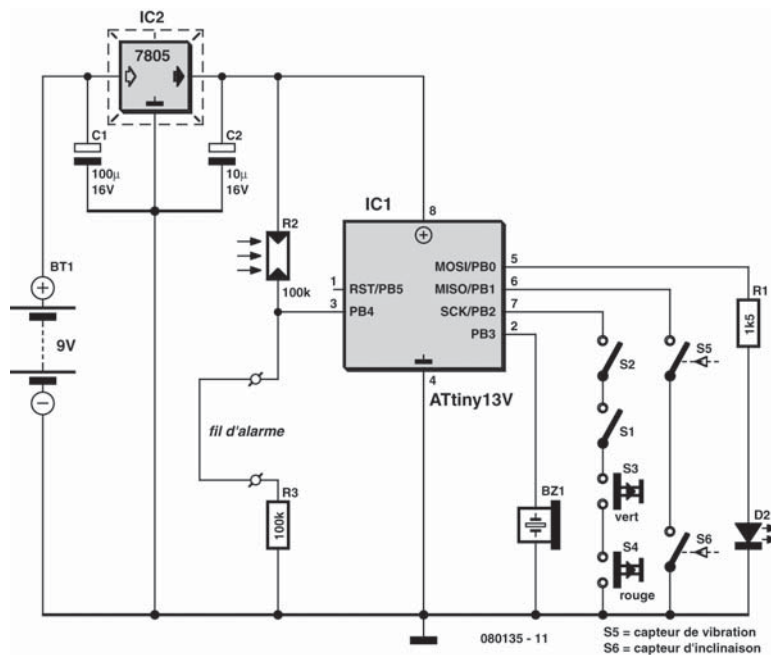
En plus, une photo-résistance (LDR) est connectée à PB5. Si on l'amène dans un endroit sombre, par exemple sous le sac de couchage, l'alarme se déclenche si le sac de couchage est déplacé. La LDR a une résistance de quelque 100 k $\Omega$  dans l'obscurité, de quelques ohms en pleine lumière. Si le capteur photoélectrique est le seul utilisé, on enfiche dans la prise de la boucle ou de l'ILS une fiche de court-circuit. Si la photo-résistance n'est pas utilisée, on peut la masquer (temporairement)

ou la remplacer (définitivement) par une résistance de 100 k $\Omega$ .

Comme troisième capteur de déclenchement de l'alarme, un détecteur de choc (S6) est prévu, en série avec un détecteur d'inclinaison. Le détecteur d'inclinaison permet de désactiver le détecteur de choc, en mettant l'alarme à l'envers. Tant que le détecteur d'inclinaison est ouvert, un niveau bas ne peut pas atteindre P1, donc l'alarme ne peut pas être déclenchée.

L'appareil dispose sur PB2 d'un certain nombre d'interrupteurs et touches. Leur particularité tient dans l'ordre et la désignation :

à gauche l'interrupteur S1 avec l'inscription (fallacieuse) *Power ON/OFF*. Naturellement, il ne permet pas d'arrêter l'alarme. À droite l'interrupteur S2 repéré *Speaker ON/OFF* qui, naturellement, ne désactive rien. Comme on le suppose, ni la touche rouge ni la verte ne peuvent arrêter l'alarme. Tout cela devrait irriter les indésirables et leur faire perdre du temps. Il va de soi qu'on ne peut pas arrêter une alarme déclenchée en remettant la photo-résistance dans l'obscurité.



Le seul moyen de la désactiver est de placer S1 et S2 dans la bonne position (*Power ON* et *Speaker ON*) et ensuite d'appuyer sur les deux touches en même temps pendant cinq secondes. Des séquences plus compliquées peuvent être inventées à volonté dans le logiciel, de telle façon que même un voleur lecteur d'Elektor (chose improbable) ne puisse pas arrêter l'alarme.

Le circuit a besoin d'une tension d'alimentation de 3,6 à 5 V. Le schéma proposé utilise une pile de 9 V avec un régulateur de tension de 5 V. Le microcontrôleur ATtiny13 de l'écurie AVR d'Atmel est programmé en BASCOM. Le texte source et le fichier .hex, de même que la configuration des fusibles, se trouvent dans le fichier zip disponible pour téléchargement gratuit sur le site [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Grâce au texte source, le programme peut être adapté facilement au moyen de la version gratuite de BASCOM. Le logiciel prévoit que la désactivation normale met le processeur en mode de sommeil

(*Sleep*) ou d'arrêt (*Powerdown*). Il n'y a pas d'autre possibilité de déconnexion. Pour le réveil (l'activation) on peut appuyer sur les deux touches avec les deux interrupteurs dans la bonne position (les deux sur *ON*) et secouer brièvement. Deux éclairs brefs de la LED confirment le démarrage. Après un délai de trois secondes, l'alarme est armée, ce que signalent trois clignotements de la LED. Tant que l'alarme est armée, la LED clignote brièvement toutes les deux secondes.

Lors du déclenchement de l'alarme, la LED rouge s'allume immédiatement. Si elle n'est pas désarmée aussitôt, l'alarme retentit après un petit temps de latence.

Le désarmement se fait de la façon déjà décrite, avec les deux interrupteurs en position *ON* et une pression sur les deux touches. Un double clignotement de la LED montre s'il faut appuyer sur les touches ou non.

(080135-I)

Stefan Hoffmann

## 034 1-2-3 – Jeu garanti sans µC

JEUX & MODÉLISME

Dans ce jeu électronique, le joueur affronte la « machine ». Les adversaires avancent à tour de rôle avec un même « pion », le long d'un chemin, de deux ou trois cases, de façon à arriver exactement sur le but. Incroyable : cette variante simplifiée du 1-2-3 ne comporte aucun microcontrôleur et pourtant elle est quasiment imbattable !

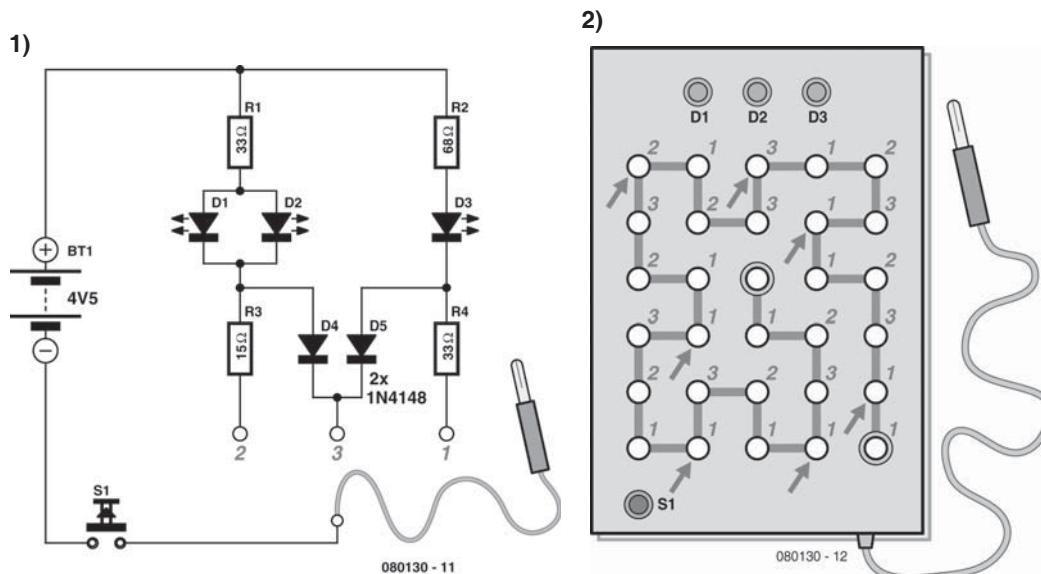
L'électronique se résume à une logique à diodes (**figure 1**). L'« interface de saisie » est constituée pour l'essentiel de trente douilles miniatures où on vient enficher une pointe de touche, ce qui marque la position du « pion ». Afin de rendre le tout plus compact, les douilles sont disposées en matrice et le chemin est en serpent (figure 2). On démarre en bas à gauche, le but est au milieu du terrain. Une pression sur la touche signale à l'électronique que c'est son tour. Le coup de l'électronique est affiché par les trois LED : une, deux ou trois s'allument. C'est au joueur de matérialiser ce choix en déplaçant le pion. Le gagnant est celui qui arrive exactement sur le but.

Comment une électronique aussi simple peut-elle être un adversaire à prendre au sérieux ? Comme on l'a déjà dit, le chemin depuis le départ jusqu'au but est constitué de trente douilles miniatures. À chaque

douille est attaché le coup suivant idéal. Il existe trois possibilités, avancer de une, deux ou trois cases. On voit sur le schéma que le circuit de la touche S1 est fermé (le joueur demande « ordinateur » après son coup), quand la pointe de touche est en contact avec une douille. Les trente douilles se répartissent entre trois catégories, chacune est représentée par une douille sur le schéma de principe. Toutes les douilles d'une même catégorie sont connectées ensemble, ce que ne montre pas le schéma, pour préserver la lisibilité.

Quant au fonctionnement de l'affichage à LED : le joueur touche le contact de droite sur R4 (LED D3 allumée seulement), ou le contact de gauche sur R3 (D1 et D2 s'allument) ou encore le contact du milieu (les trois LED s'allument). Les deux diodes empêchent que les trois LED s'allument quand on touche les contacts gauche ou droit.

L'astuce tient dans la disposition des trente douilles selon les trois catégories logiques, ou les trois coups suivants idéaux. En partant du but : il n'y a plus de mouvement à partir du but, donc la dernière douille n'est pas connectée du tout. Juste avant le but, l'« ordinateur » calcule que le coup idéal est d'avancer d'une case. La douille est donc raccordée



à R4. Deux douilles avant le but, l'électronique avance de deux cases, la douille est reliée à R3. Arrivé à trois cases du but, une avance de trois cases est optimale vu qu'elle mène directement à la victoire. Cette douille est par conséquent reliée au point nodal D4/D5.

La figure 2 affecte à chaque position un numéro qui indique la réaction de l'« ordinateur ». Comme on

joue à tour de rôle, l'électronique cherche toujours à prendre une position stratégique favorable (pointée par la flèche). Dès qu'elle a atteint une de ces positions, le joueur a perdu. Le joueur ne peut gagner qu'à deux conditions : c'est lui qui commence la partie et il fait le bon choix dès le premier coup !

(080130-1)

Stefan Hoffmann

## 035 1-2-3 De luxe

JEUX & MODÉLISME

Les règles du 1-2-3 ont été exposées dans l'article 1-2-3 - *Jeu garanti sans microcontrôleur*. Avec un microcontrôleur, c'est évidemment un peu plus luxueux. On n'a plus à déplacer une pointe de touche manuellement et le terrain n'est plus une matrice de douilles, mais de LED. Le pilotage de la matrice de LED est confié au microcontrôleur, la fonction de la pointe de touche est remplie par trois touches. L'« intelligence » du processeur, contrairement à la version simplifiée, permet les parties entre humains.

La mise sous tension est suivie d'une salutation sous la forme de motifs divers dessinés par les LED. Une LED double passe par trois couleurs (rouge + vert = orange) pendant que le joueur réfléchit au mode qu'il va choisir :

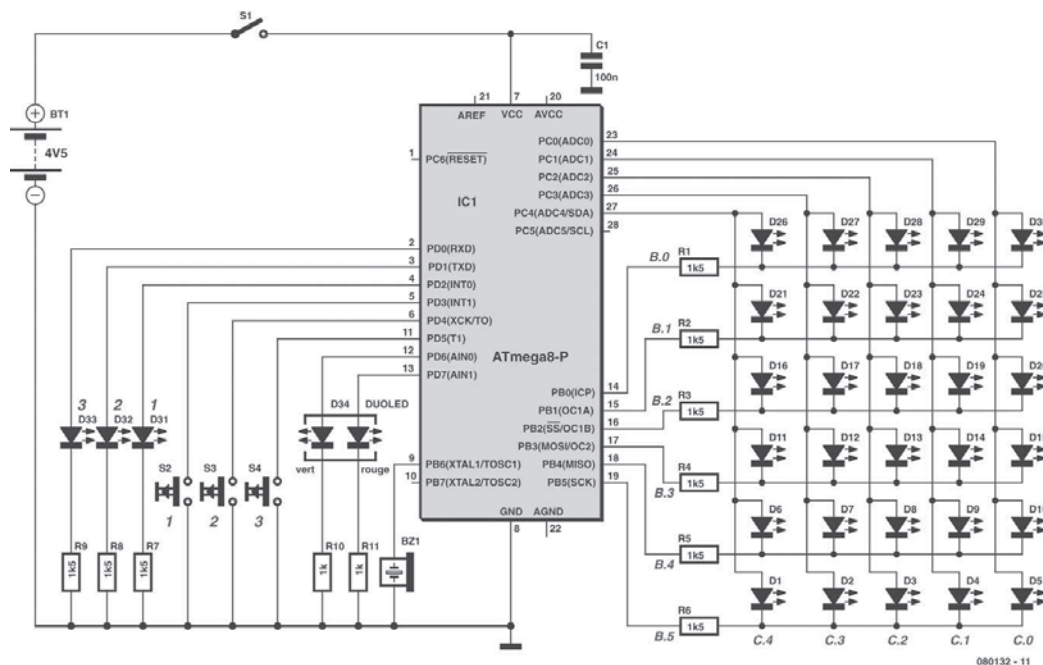
Touche 1 : l'homme commence contre la machine.

Touche 2 : la machine commence contre l'homme.  
Touche 3 : combat entre hommes.

Le déroulement du jeu n'est pas changé dans le principe. Le joueur et la machine avancent à tour de rôle, d'une, deux ou trois cases. Quand c'est le tour du joueur, il appuie sur la touche correspondant à son choix (1, 2 ou 3). Le coup est confirmé par les LED 1-2-3 puis matérialisé par les LED du terrain. La double LED est verte pour signaler le tour du joueur, rouge pour le tour de la machine. Pour le spectacle, l'ordinateur ne répond pas immédiatement, mais « réfléchit » un peu avant de jouer. De même son coup ne s'exécute pas brutalement en une fois, mais case par case.

Le coup de l'ordinateur est annoncé aussi par les LED 1-2-3, avant d'être joué sur le terrain. Un coup illégal du joueur (au-delà du but) est corrigé automatiquement. En mode humain-humain, la LED est





orange pour indiquer que c'est le tour de l'adversaire.

Le vainqueur est désigné par le microcontrôleur. Si c'est le joueur, la LED clignote en vert, si c'est l'ordinateur, elle clignote en rouge. La victoire de l'adversaire est signalée par le clignotement orange. Un *buzzer* souligne l'annonce du gagnant. Il grogne brièvement quand le joueur perd et fête sa victoire par deux notes hautes.

Le programme pour ATmega8 a été écrit avec BASCOM et peut être compilé avec la version de démonstration. Le texte source BASCOM et le fichier .hex peuvent être téléchargés gratuitement du site Elektor. On peut aussi obtenir sous le numéro 080132-41 le microcontrôleur programmé.

(080132-1)

Stefan Hoffmann

### 036 Sonnerie précoce

**MAISON**

Il n'y a pas besoin d'interrupteur secteur pour l'éclairage extérieur s'il comporte un détecteur de mouvement. On peut donc le remplacer par ce circuit qui produit un signal acoustique quand la lampe s'allume. C'est en quelque sorte un croisement entre un système d'alarme et une sonnette de porte. Le principe en est simple. Le circuit vient s'intercaler en série avec la lampe et ne cause qu'une chute de tension de quelques volts. Comme le circuit doit être alimenté en continu, le courant de la ligne passe par un pont redresseur. La chute de tension sur le circuit est déterminée par la résistance R1. Le condensateur C1 lisse les ondulations de la tension, mais attention, il ne s'opère pas ici un redressement

de pointe, mais une moyenne. Ne vous attendez donc pas à obtenir un relèvement de la tension comme dans les montages habituels.

Prenons comme exemple une lampe de 100 W. Disons que sa résistance, en fonctionnement, est de  $529\ \Omega$ . Négligeons la chute de tension sur les diodes et sur R1, le courant moyen sera à peu près de 0,39 A (et pas 0,43 A !).

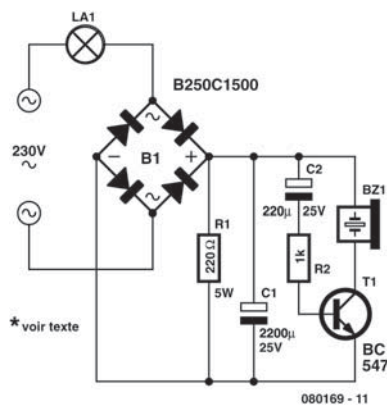
La tension **moyenne** du secteur n'est en fait que de  $207 \text{ V}_\sim = (230 \times \sqrt{2})/(\pi/2)$ . Il en résulte une tension d'environ  $8,5 \text{ V}_\sim$  sur C1. Comme la charge de C1, constituée par le vibreur acoustique et T1, ne totalise que quelques milliampères, elle ne fera baisser la tension que de quelques dixièmes de volt.

Comme avertisseur, prenez un modèle à courant continu avec une large plage de tensions. Un bon exemple est le CEP-2260A qui fonctionne entre 3 et 20 V (il y en a chez Digi-Key).

Le temps que C2 met à se charger détermine la durée pendant laquelle le vibreur va retentir. Il est de quelques dixièmes de seconde. Selon le courant que l'avertisseur consomme, on peut augmenter la valeur de R2 (c'est valable en tout cas pour le modèle mentionné), ce qui allonge la période.

Si la lampe est d'une autre puissance, il faudra adapter R1. Plus la puissance de la lampe est élevée, plus il faut réduire la valeur de R1. Par exemple, pour une lampe de 150 W, mieux vaut diviser R1 par deux, principalement à cause de la chaleur dégagée qui sinon ferait monter exagérément la température. Dans notre exemple, la dissipation est déjà supérieure à 3 W.

Mais le pont redresseur mériterait également votre attention. Lors d'un allumage, aussi longtemps que le filament est froid, un très grand courant va circuler momentanément. Un pont de 1,5 A et 250 V suffira pour une lampe de 100 W, mais pour des lampes plus fortes, des diodes qui tolèrent plus



d'intensité seront nécessaires, comme les 1N5408 (3 A/1000 V).

À cause de la température de R1, en pratique, il y a lieu de l'écarter des autres composants. Et surtout, pensez que toutes les pièces de ce montage seront soumises à la tension du secteur. N'y touchez pas tant qu'il est branché ! Dernier conseil : testez le circuit avant de l'installer à demeure.

(080169-I)

Patric 't Kindt

## 037 Sous-cadenceur de radiocommande

JEUX & MODÉLISME

La radiocommande a singulièrement évolué au fil du temps, l'humble servo a progressé de 1,5 ms à 50 tps (trames par seconde) avant de se lancer dans les puissants formats numériques plus précis, tels que le 400 tps, et les accessoires comme le gyro pour hélicoptère s'est converti aux nouveaux servos. Résultat, les nouvelles générations de gyros n'acceptent souvent que le signal « numérique » à 400 tps, incompatible avec les anciens servos « analogiques ». Rien n'est perdu, voici un circuit qui sélectionne une trame sur huit pour le servo, imitant ainsi le système à 50 tps. Le prototype a été réalisé avec des puces standard et trouve place sous le gyro (un CSM720 pour les essais).

### Liste des composants

C1, C2 = 100 nF  
IC1 = CD4017 (CMS)  
IC2 = CD4081 (CMS)  
K1 = connecteur femelle à 3 contacts  
K2 = connecteur mâle à 3 contacts  
Platine 080136-1\*\*\*

On utilise une décade en CMOS du type 4017, scandée par le flanc descendant de l'entrée via la broche CP1 (validation) et mise à zéro par la sortie 7. La première impulsion d'entrée après remise à zéro met la sortie 1 au niveau haut, d'où passage de l'impulsion suivante jusqu'à la sortie via une porte OU (OR) 4081 en CMOS. Donc il n'y a qu'une impulsion sur huit qui peut traverser. En utilisant de la logique négative pour la fonction ET, on élimine le risque d'impulsions indésirables, puisque le signal de commande s'établit avant l'impulsion d'entrée et reste stable pendant toute sa durée.

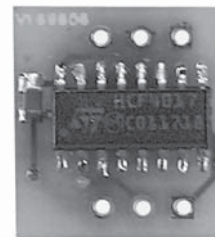
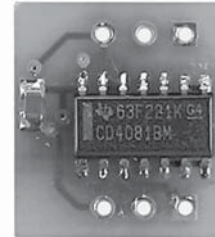
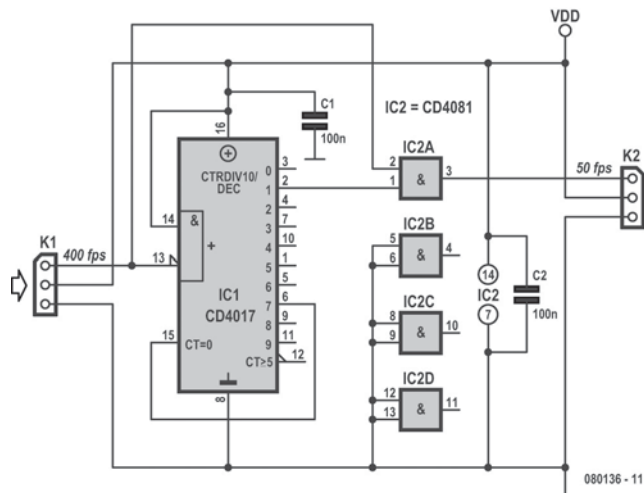
On peut obtenir d'autres rapports de division en bouclant par la sortie appropriée.

La minuscule platine porte des CMS pour faciliter l'incorporation dans le modèle où l'espace est toujours restreint. Le mieux est d'encapsuler le circuit sous gaine thermorétractible.

(080136-I)

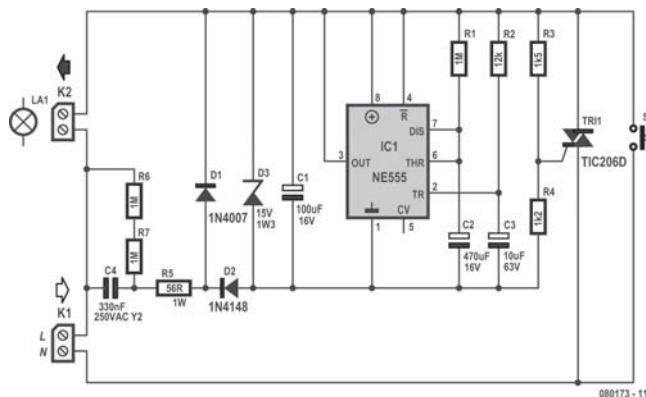
Mike Mobbs





## 038 Automate d'éclairage

MAISON



déclenchement (*trigger*). Après application de la tension d'alimentation, C3 force momentanément l'entrée TR du 555 au niveau bas en entraînant le déclenchement.

Selon le type de 555 utilisé il peut être nécessaire d'avoir à modifier la valeur de C4 (330 nF) pour garantir, en fonctionnement, une tension d'alimentation suffisante. Ne pas utiliser pour le triac de version « trop lourde ». Un courant de 5 mA pour la grille du triac est parfait. Le circuit fonctionne comme prévu avec un

TIC206 et son frère un peu plus costaud, le TIC216. S1 doit pouvoir supporter en toute sécurité le courant de mise en fonction de la lampe.

Une diode zener de 15 V, D3, a été intégrée dans l'alimentation à des fins de sécurisation au cas où un composant s'avérerait défectueux. R6 et R7 permettent la décharge de C4. Il ne reste pas ainsi de tension dangereuse sur la fiche. En cas d'utilisation d'un C2 de forte capacité, comme le 470 µF utilisé ici, C4 devra être une version de bonne qualité. Une résistance de fuite n'aura ainsi aucun effet sur le paramétrage de durée. Nos essais ont montré qu'un condensateur de faible qualité allongeait sensiblement la durée escomptée...

(080173-I)

Peter Jansen

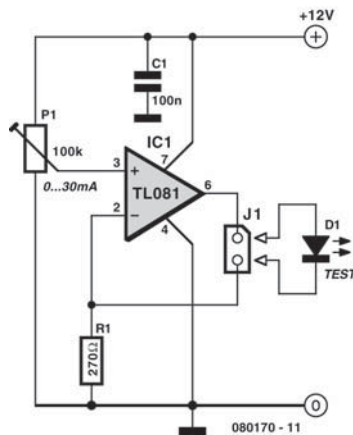
La présente électronique peut servir de chronotemporisateur de lampe, dans un escalier par exemple, mais peut également servir, pilotant une lampe, d'indicateur de sonnette de porte. L'un des gros avantages de ce montage est, qu'en inactivité, il ne consomme pratiquement pas de courant.

Un bouton-poussoir, S1, permet d'activer le montage, instant à partir duquel, IC5, un temporisateur 555, se met à décompter une durée prédéfinie. Tout au long de cette dernière, le triac TR1 est conducteur, la lampe reste allumée, durée définie par la combinaison RC R1/C2, ce qui la rend modifiable à loisir.

La présence de R2 et C3 est due au fait que le 555 attend une impulsion « négative » à son entrée de

## 039 Testeur de LED

MESURE &amp; TEST



Ce testeur de LED simple est une source de courant dont le débit se règle par un potentiomètre.

C'est un amplificateur opérationnel TL081 qui constitue la source de courant. Son courant de sortie

traverse la diode et la résistance R2. La chute de tension aux bornes de R2 est appliquée à l'entrée inverseuse pour une comparaison avec la référence de tension, réglée par R1, sur l'entrée non inverseuse.

La plage de réglage s'étend de 0 à 30 mA, elle permet de tester toutes les LED habituelles. Rien n'empêche de mesurer en même temps la tension sur la LED par branchement d'un voltmètre à ses bornes.

Comme alimentation, on choisira de préférence un modèle de laboratoire, que l'on réglera sur 5 V de sortie.

Il est utile de jalonner de graduations la course du potentiomètre pour repérer immédiatement le courant dans la LED. Il suffit de remplacer la LED par un multimètre sur une gamme de milliampères pour tracer l'échelle.

(080170-1)

Henry Schouwstra

## 040 Alimentation ininterrompible pour le solaire

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Lorsque l'on veut alimenter un appareil électronique à partir de panneaux solaires, il existe aujourd'hui deux approches. La première, très classique et proposée par ailleurs dans ce même numéro, consiste à faire appel à l'association : panneaux solaires, chargeur automatique, batterie ; sachant que cet ensemble alimente ensuite l'appareil concerné qui est lui-même pourvu de ses propres circuits régulateurs de tension. La seconde, que nous vous proposons de découvrir avec ce montage, consiste à réaliser directement une alimentation « solaire ». Elle repose bien sûr sur le même concept que le précédent mais, ayant été conçue dès le départ pour cela, l'intégration des éléments qui la composent est bien meilleure et conduit à un rendement supérieur.

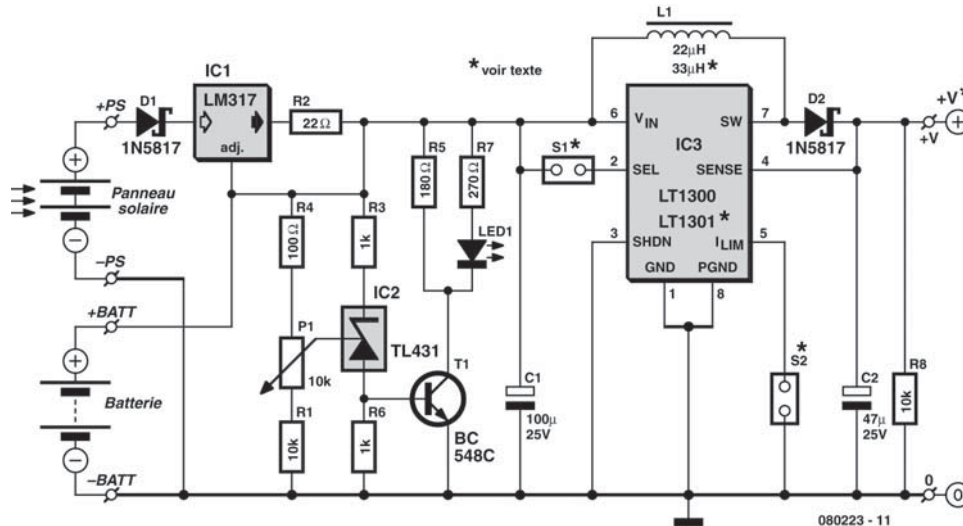
Le schéma que nous vous proposons est destiné à alimenter directement nombre d'appareils électroniques actuels et peut délivrer, selon les composants que vous choisirez, trois tensions différentes : 3,3 V, 5 V ou 12 V ; le tout sous un courant de 400 mA pouvant même être augmenté à 1 A si nécessaire.

Il repose essentiellement sur IC3 qui est un régulateur à découpage intégré à hautes performances de Linear Technology. Selon que vous choisirez un LT1300 [1] ou un LT1301(\*) [2] vous disposerez de deux tensions de sortie au choix : 3,3 ou 5 V dans le premier cas et 5 V ou 12 V dans le deuxième cas. Pour les deux circuits la sélection de tension a lieu par mise ou non en place du strap S1 comme indiqué dans le tableau 1.

Tableau 1.

IC3	LT1300	LT1301
L1	22 $\mu$ H	33 $\mu$ H
S1 en place	+V = +5 V	+V = +12 V
S1 enlevé	+V = +3,3 V	+V = +5 V
S2 en place	$I_{\max}$ = 400 mA	$I_{\max}$ = 400 mA
S2 enlevé	$I_{\max}$ = 1 A	$I_{\max}$ = 1 A

Le courant de sortie de ces circuits est limité en interne à 400 mA lorsque le strap S2 est mis en place. Il peut être porté à 1 A en son absence mais nous le déconseillons car le reste du schéma a été optimisé pour un courant de sortie de quelques mA à 400 mA au maximum.



La source principale d'énergie est la batterie, de type NiMH, qui comportera deux éléments de 1,2 V dans le cas du LT1300 et trois éléments dans le cas du LT1301. Le panneau solaire quant à lui sera choisi de façon à délivrer une tension de l'ordre de 9 V pour un courant de sortie de l'ordre d'une centaine de mA.

Ce courant est limité à environ 60 mA par IC1 qui joue le rôle d'un chargeur à courant constant et, pour pas que la batterie puisse être trop chargée en cas de faible consommation du montage alimenté et d'ensoleillement persistant, la circuiterie associant IC2 et T1 a été ajoutée. IC2 n'est autre qu'une zener ajustable qui va rendre T1 d'autant plus conducteur que la tension présente sur le curseur de P1 va augmenter. De ce fait, lorsque la tension aux bornes de la batterie va augmenter de manière trop importante comme cela se produit en fin de charge, T1 va être rendu de plus en plus conducteur et va donc dériver tout ou partie du courant de charge vers la masse au travers de R5 et R7, allumant ainsi au passage la LED. Il s'agit tout simplement d'une variante moderne d'un régulateur de tension de type *shunt*.

L'ensemble de la réalisation prend place sans difficulté sur le petit circuit imprimé dont nous vous proposons le tracé. Un support DIL 8 pattes sera soudé à l'emplacement de IC3 afin de permettre la mise en place de l'un ou l'autre des circuits prévus. Si votre revendeur favori ne les tient pas en stock, sachez que vous les trouverez par exemple chez Farnell.

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Dessin de la platine : 080223-1

### Liens Internet

[1] LT1300

[www.linear.com/pc/download](http://www.linear.com/pc/download)  
Document.do?navId=H0,C1,C1003,  
C1042,C1035,P1449,D2742

[2] LT1301

[www.linear.com/pc/download](http://www.linear.com/pc/download)  
Document.do?navId=H0,C1,C1003,  
C1042,C1031,C1060,P1450,D3451

Attention au choix de la self L1 (22 µH pour le LT1300 et 33 µH pour le LT1301). Elle doit pouvoir supporter sans saturation un courant de 800 mA ce qui est loin d'être le cas de nombreux modèles moulés ordinaires. La nôtre, en 22 µH, vient de chez Radiospares et c'est une ELC08D de Panasonic.

Les diodes D1 et D2 doivent impérativement être des modèles Schottky afin de minimiser la chute de tension à leurs bornes et d'être assez rapides pour ce qui est de D2. Quant aux batteries, des modèles au format AA ou même AAA conviendront vu la capacité des modèles actuels.

Le fonctionnement du montage est immédiat dès sa mise sous tension et seul reste à régler le potentiomètre P1. Pour cela, déconnectez le panneau solaire et les batteries et remplacez ces dernières par une

## Liste de composants

**Résistances**R1, R8 = 10 k $\Omega$ R2 = 22  $\Omega$ R3, R6 = 1 k $\Omega$ R4 = 100  $\Omega$ R5 = 180  $\Omega$ R7 = 270  $\Omega$ P1 = pot. 10 k $\Omega$ **Condensateurs**C1 = 100  $\mu$ F/25 VC2 = 47  $\mu$ F/25 V**Semi-conducteurs**

D1, D2 = 1N5817

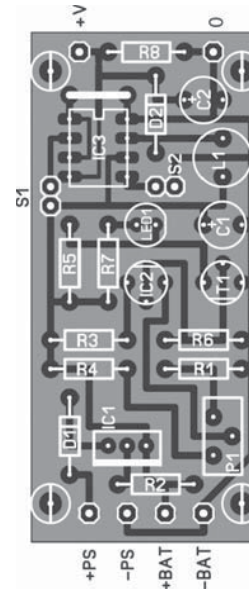
T1 = BC548C

IC1 = LM317

IC2 = TL431

IC3 = LT1300 (LT1301\*)

LED1 = LED

**Selfs**L1 = 22  $\mu$ H (33  $\mu$ H\*)**Divers**S1, S2 = embase autosécable à 1 rangée  
de 2 contacts + cavalier  
6 picots

alimentation stabilisée réglable aux bornes de laquelle vous connecterez également un voltmètre. Si vous utilisez la version LT1300, c'est-à-dire avec deux batteries de 1,2 V, réglez votre alimentation sur 3,2 V et ajustez ensuite P1 pour obtenir un allumage franc de la LED. Si vous utilisez la version LT1301, et donc trois batteries de 1,2 V, réglez alors votre alimentation sur 4,8 V et ajustez P1 pour obtenir également cet allumage.

(080223-I)

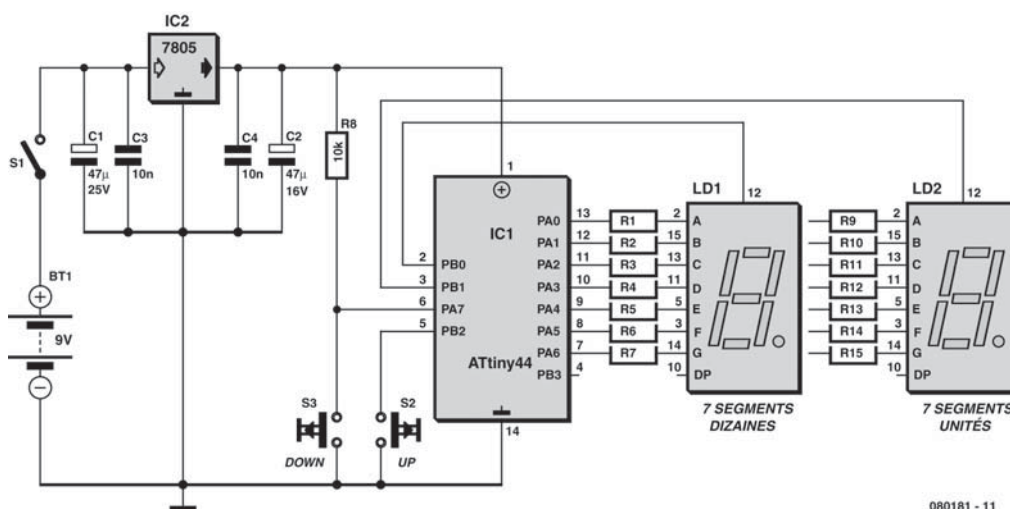
C.Tavernier

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)**041** Carte de score

## JEUX &amp; MODÉLISME

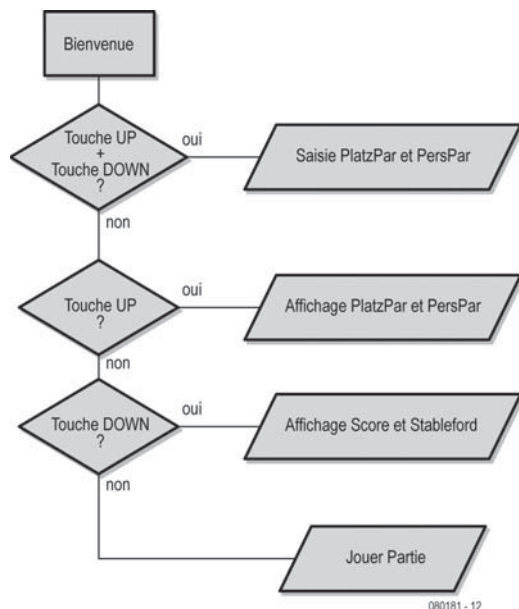
L'électronicien golfeur se doit de construire sa carte de score électronique. Elle lui permettra d'enregistrer les points et d'impressionner ses partenaires.

Elle se compose d'un microcontrôleur ATtiny44, d'une alimentation, de deux afficheurs 7 segments et de deux touches servant d'organe d'entrée.



080181 - 11





Le logiciel en Bascom utilise trois variables dans l'EEPROM (tableaux de 18 éléments) : **PlatzPar** pour le « par » par trou, **PersPar** pour l'objectif personnel (« par » plus handicap) et **Schlagzahl** pour le nombre de coups effectués pendant la partie. On joue généralement sur le même terrain et le handicap ne change (hélas) que trop rarement. Les deux premières variables dans l'EEPROM sont donc rarement modifiées. Téléchargement du code source et du fichier .hex : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Le nombre de coups pour chaque trou de la partie (*par*) est saisi et enregistré dans le troisième tableau. On peut afficher « PlatzPar », « PersPar » et « Schlagzahl » pour chaque trou en buvant un coup au « dix-neuvième trou ».

Les boutons permettent au golfeur de choisir le mode de fonctionnement lorsque l'appareil est mis en marche :

1. **S1 et S2 pressés** : saisie de PlatzPar et PersPar
2. **S1 pressé** : affichage de PlatzPar et PersPar
3. **S2 pressé** : affichage du score (nombre de coups) et des points de Stableford
4. **Pas de bouton de pressé** : jouer une partie. Mise en marche automatique, ce mode étant toujours utilisé pendant la partie.

### Saisie et affichage

#### Saisie de PlatzPar und PersPar

Entrée variable (incrémenter ou décrémenter par les touches) : N° Trou/Par Trou (par ex. 1.1 -5)

Après 3 s trou suivant

Après 18<sup>e</sup> trou :

Entrée variable (incrémenter ou décrémenter à l'aide des touches) :

Trou/Par Perso (par ex. 1.3 -7)

Après 3 s trou suivant

#### Affichage PlatzPar et PersPar

Affichage variable : N° Trou/Par Trou (par ex. 1.1 -5)

Après 18<sup>e</sup> trou :

Affichage variable : Trou/Par Perso (par ex. 1.3 -7)

Les touches permettent de passer au trou suivant/précédent (cyclique)

#### Score et affichage Stableford

Affichage variable d'un trou à l'autre : Trou/Score (par ex. 1.1 -5)

Après 18<sup>e</sup> trou :

Affichage variable : Trou/Points Stableford (par ex. 1.3 ≡ S2)

#### Jouer un tour

Affichage variable : Trou/Score (par ex. 1.1 -5)

Incrémenter ou décrémenter par les touches

Le point décimal médian indique l'affichage du numéro du trou. Seule la barre supérieure (moitié gauche) s'affiche dans le cas de PlatzPar. La moitié droite affiche le nombre de « par ». Dans le cas de PersPar, la barre à mi-hauteur s'affiche dans la moitié gauche. Le nombre de coups est symbolisé par un trait bas. L'affichage des points de Stableford est signalé par trois barres horizontales dans la moitié gauche.

Les modes et affichages sont clairement représentés dans le tableau. Il va sans dire qu'il serait bon, avant la première partie, de s'exercer au maniement de cette carte de score d'un type très spécial...

(080181-I)

Stefan Hoffmann

## ALIMENTATIONS & CHARGEURS

La tension délivrée par le transformateur de notre chargeur est redressée par D1 et D2 mais n'est pas filtrée, ce qui est essentiel à son bon fonctionnement. Comme elle est de ce fait constituée d'une succession de demi-sinusoïdes, elle s'annule donc 100× par seconde.

La batterie est chargée lorsque le thyristor THY2 est conducteur et son courant de charge est alors limité par la seule résistance R6 qu'il conviendra de calculer comme indiqué ci-après. Ce thyristor est amorcé pour chaque demi-alternance du secteur via la résistance R4 sauf lorsque le thyristor THY1 est lui-même amorcé. Dans un tel cas, THY2 se bloque au premier passage par zéro de sa tension d'alimentation et plus aucun courant ne peut atteindre la batterie.

La tension aux bornes de cette dernière est prélevée par R5 et filtrée par C1 avant de rendre conducteur ou non THY1 au travers de P1 et D3. Tant que cette tension est inférieure à un certain seuil, déterminé par le réglage de P1 et correspondant, bien évidemment, à une batterie qui n'est pas encore complètement chargée, THY1 n'est pas amorcé et il laisse donc THY2 conducteur pour toutes les alternances du secteur.



Lorsque la tension aux bornes de la batterie devient suffisante, THY1 s'amorce et interdit donc l'amorçage de THY2. Ce phénomène n'étant pas aussi binaire que ce que nous venons d'exposer mais, au contraire, se produisant très progressivement, le courant de charge moyen de la batterie diminue automatiquement peu à peu, au fur et à mesure qu'elle approche la pleine charge pour, à l'extrême limite, finir par s'annuler totalement.

La LED1 sert de témoin de marche tandis que la LED2, qui s'allume d'autant plus que THY1 est souvent amorcé, sert donc à l'évidence d'indicateur de pleine charge.

Trois composants du schéma proposé sont à choisir en fonction des caractéristiques que vous souhaitez donner à votre chargeur ; ce sont THY2, R6 et TR1. R6 sert à calculer, en fonction du courant de charge maximum dont vous souhaitez pouvoir disposer, en utilisant la relation :  $R6 = 16/I$  où  $I$  est ce courant exprimé en ampères. Attention ! Compte tenu de la valeur des autres éléments du montage (D1, D2, TR1 et fusible) ne dépassez pas 5 A. La puissance dissipée par R6 se calcule quant à elle par la relation :  $P_{R6} = 36/R6$  avec  $P$  exprimée en watts et  $R6$  en ohms bien entendu.

Le thyristor THY2 quant à lui sera un modèle 100 V (ou plus) de courant maximum égal à 1,5 à 2 fois le courant de charge maximum désiré. Le transforma-

teur enfin aura une puissance en VA donnée par la relation :  $P = 18 \times 1,2 \times I$  où  $I$  est le courant de charge maximum désiré, exprimé en ampères.

Le seul réglage à réaliser sera celui de R1 et nécessitera de faire appel à une batterie bien chargée. Connectez là à la sortie du chargeur et remplacez le fusible 5 A par un ampèremètre, de préférence un ancien modèle analogique, mieux à même d'appréhender les courants moyens que certains modèles numériques récents. Réglez alors le potentiomètre P1 pour lire un courant de l'ordre d'une centaine de mA environ.

Ultérieurement, lorsque vous aurez la possibilité de charger une batterie très déchargée, vous pourrez alors affiner ce réglage en retouchant P1 pour lire un courant de charge proche du maximum que vous avez déterminé au moyen de R6. Un compromis est à trouver entre le courant de charge d'entretien, qui ne doit pas dépasser la centaine de mA environ, et ce courant maximum.

Quelle que puisse être la qualité de votre réglage, soyez cependant assuré que votre batterie sera mieux traitée avec ce montage qu'avec nombre de ses homologues non électroniques du commerce.

(080224-I)

C.Tavernier

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

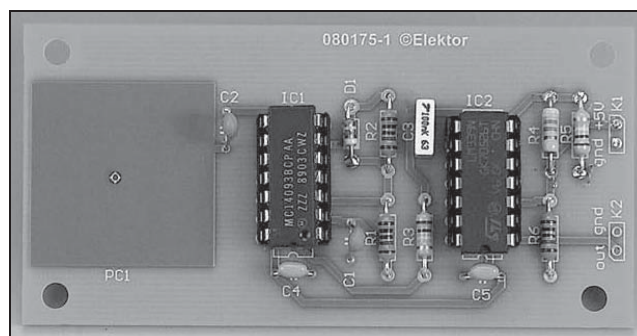
## 043 Touche à effleurement capacitive simple

DIVERS

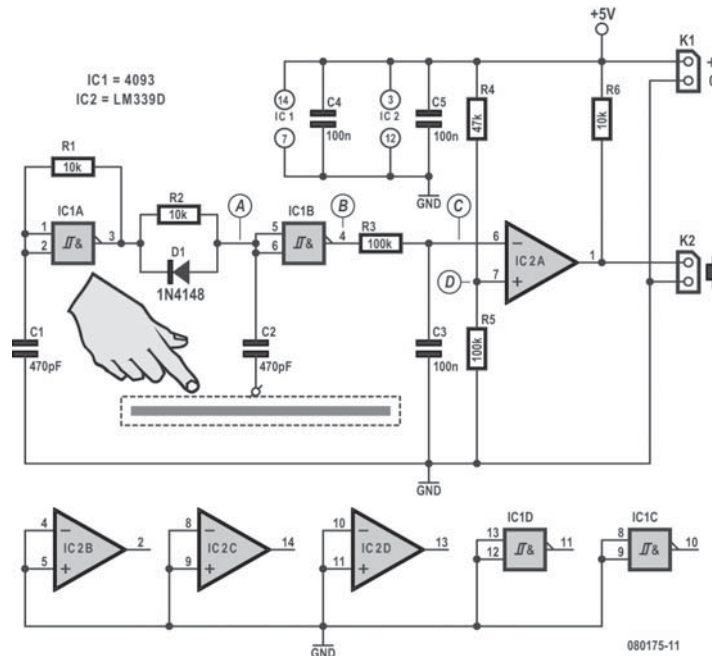
Les touches à effleurement capacitatives utilisent la capacité électrique du corps humain. En amenant le doigt par exemple près de la surface de contact, on crée une capacité d'environ 30 à 100 pF. Cet effet peut être exploité pour la détection de proximité et pour des touches à effleurement.

Les interrupteurs capacitifs offrent des avantages évidents par rapport aux autres types d'interrupteurs à effleurement (par exemple la détection du 50 Hz, la détection de résistance), mais ils sont d'une conception plutôt compliquée. Des fabricants comme Microchip développent ces

derniers temps des circuits intégrés spécialisés. Il est tout de même possible de réaliser des interrupteurs ou détecteurs capacitifs fiables avec un petit nombre de composants standard.



1)



Ce projet utilise une modulation de largeur d'impulsion lors du contact. La **figure 1** montre de gauche à droite les parties suivantes :

- ♦ un générateur de carrés à 300 kHz, avec un *trigger de Schmit* (CD4093) ;
- ♦ un réseau RC avec diode de roue libre suivi par un *trigger de Schmit*/plage de contact avec un condensateur d'isolement de 470 pF ;
- ♦ un réseau RC pour convertir la largeur d'impulsion en tension. Cette tension est de 2,9 à 3,2 V lors du contact, 2,6 V sans contact ;
- ♦ un comparateur LM339 compare la tension du point C avec une tension de référence (D). Cette

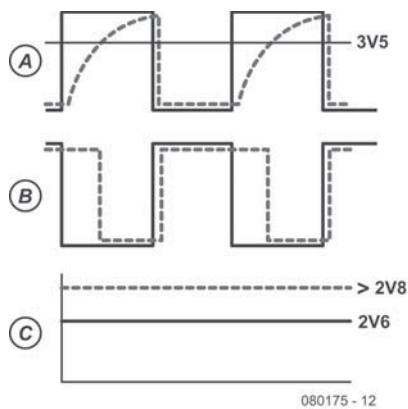
dernière est réglée par un diviseur aux environs de 2,8 V.

Tant que la plage de contact est touchée, le circuit délivre un signal. Pour éclaircir le propos, la forme des signaux aux différents points est reproduite sur la **figure 2**. Le trait pointillé représente le signal lors du contact, le trait continu le signal hors contact.

La tension de référence D sera réglée une fois pour toutes avec le diviseur R4/R5 (adapter R4). La valeur adéquate dépend fortement de la taille de la plage de contact (normalement quelques centimètres carrés). Une surface plus grande donne une plus forte capacité et la tension C sera plus élevée hors contact. Dans ce cas la tension de référence D devra être portée à 3,4 V. Ainsi le détecteur de contact peut fonctionner avec de grandes surfaces (comme la totalité du coffret métallique d'un appareil).

Le circuit ne fonctionne que si, d'une façon ou d'une autre, il existe un chemin vers la masse pour les hautes fréquences (300 kHz). Il ne fonctionne donc pas dans un appareil alimenté par piles sans mise à la terre. Dans de nombreux systèmes sans liaison directe à la terre, il existe une liaison capacitive parasite suffisante vers la terre du secteur. Dans d'autres cas, il faut ajouter une capacité supplémentaire entre la terre et la masse du circuit. Pour des questions de sécurité, la tension d'isolement du

2)



## Liste de composants

## Résistances

R1,R2,R6 = 10 k $\Omega$ R3,R5 = 100 k $\Omega$ R4 = 47 k $\Omega$ 

## Condensateurs

C1,C2 = 470 pF

C3,C4,C5 = 100 nF

## Semi-conducteurs

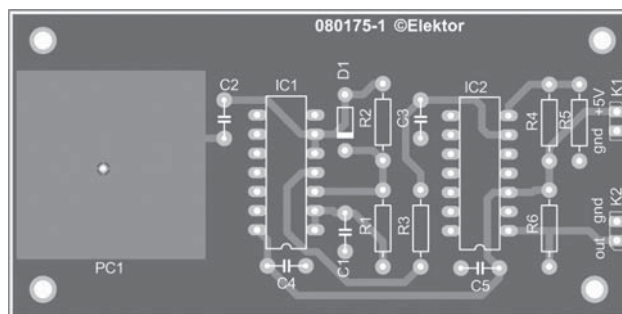
D1 = 1N4148

IC1 = 4093

IC2 = LM339D

## Divers

K1,K2 = barrette à 2 points



## Téléchargement

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Dessin de la platine : 080175-I

condensateur doit être supérieure à 3 kV (condensateur de type Y).

Le signal de sortie peut être exploité de diverses façons pour commuter des systèmes. L'utilisation d'un *trigger de Schmit* supplémentaire à la sortie est souhaitable dans de nombreux cas, par exemple pour attaquer des portes logiques.

(080175-I)

Wim Abuys

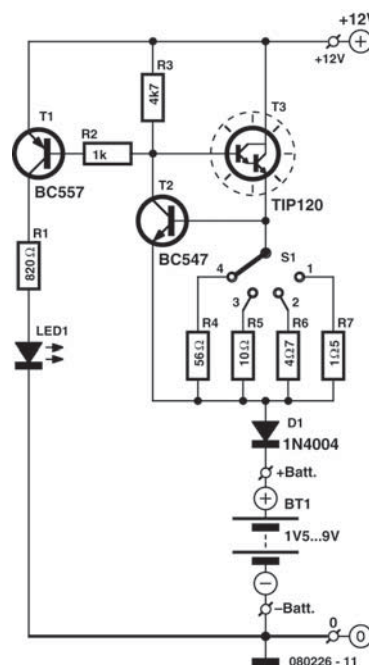
## 044 Chargeur de batteries sur allume-cigares

## ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

En ce beau jour d'été vous avez décidé d'aller prendre l'air mais sans toutefois renoncer à vos « joujoux high-tech » que ce soit la voiture radio-commandée de votre fils, le baladeur MP3 de votre fille ou bien votre lecteur de DVD portable favori. Tous ces appareils ont en commun de fonctionner le plus souvent avec des batteries rechargeables, ce qui bien sûr ne pose aucun problème lorsque le secteur EDF est à proximité car tous sont livrés avec leur propre chargeur.

Le problème se complique un peu en pleine nature et, comme le veut la célèbre Loi de Murphy, c'est toujours à ce moment-là que vous constaterez que vos batteries sont déchargées. Si votre voiture est garée à proximité, nous vous proposons une solution grâce à ce montage fort simple qui, en outre, ne vous coûtera quasiment rien tant il ne fait appel qu'à des composants que tout bon électronicien possède dans ses fonds de tiroirs. Et même si vous devez les acheter tous, l'ensemble ne devrait pas dépasser une quinzaine d'euros.

Comme le montre le schéma, c'est un montage qui fleure bon l'électronique ancienne – nous avons failli écrire de grand-papa – car il ne fait appel à



aucun microcontrôleur, ni même au moindre circuit intégré spécialisé. Malgré cela, il saura prendre soin de vos batteries, et ce d'autant plus que vous serez raisonnable quant à leur vitesse de charge.

Que ce soit les vieilles batteries cadmium-nickel (Cd-Ni), aujourd'hui en voie d'extinction vu leurs nombreux défauts et leur toxicité, ou les omniprésentes nickel-métal hydrure (Ni-MH), de telles batteries doivent être rechargées à courant constant ; courant qui doit être égal au dixième de leur capacité si l'on veut une charge normale ou lente ou, au maximum, à leur capacité si l'on veut une charge rapide.

Pour recharger les batteries de nos divers appareils portatifs à partir d'une batterie de voiture, puisque c'est de cela qu'il s'agit, il suffit donc de réaliser un générateur à courant constant. Il ne faut pour y parvenir que les deux transistors que sont T2 et T3.

T3 est rendu plus ou moins conducteur par le biais de R3 et T2. T2 quant à lui, en raison du principe même des transistors, ne peut voir qu'une tension de l'ordre de 0,6 V entre sa base et son émetteur. Si cette tension tend à diminuer, T2 va avoir tendance à se bloquer ce qui va alors augmenter la conduction de T3 et réciproquement. En d'autres termes, la tension entre base et émetteur de T2 va rester quasiment toujours égale à 0,6 V.

Or, cette tension est produite par le courant qui traverse l'une des résistances R4 à R7 et donc, également, la batterie à charger. Il est donc facile de comprendre que ce dernier est tout simplement donné par la relation  $I_{ch} = 0,6/R$  où  $I_{ch}$  est le courant de charge désiré alors que R est l'une des résistances R4 à R7.

Le transistor T1 quant à lui est d'autant plus saturé que T2 est conducteur et donc que la batterie se charge. Si ce courant vient à trop diminuer ou à être nul en cas de mauvais contact ou de batterie hors d'usage, la LED s'éteint et signale ainsi l'anomalie. La diode D1 quant à elle protège le montage d'une éventuelle inversion de polarité de la batterie à charger.

Nous avons dessiné un circuit imprimé pour recevoir tout ce montage et l'avons doté d'un emplacement pour commutateur rotatif à implanter directement sur ce dernier, réduisant ainsi le câblage nécessaire à néant. Ce commutateur porte la référence PT6422/BMH chez Lorlin et il est disponible, par exemple, chez Farnell sous la référence produit 1123675.

## Liste des composants

### Résistances

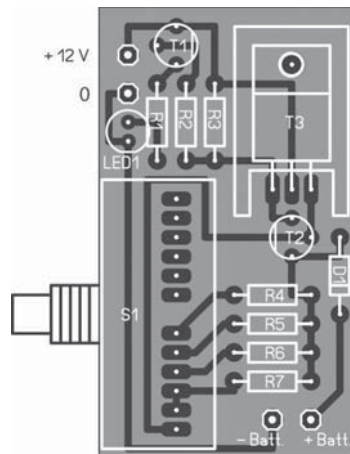
R1 = 820  $\Omega$   
R2 = 1 k $\Omega$   
R3 = 4 k $\Omega$   
R4 = 56  $\Omega$   
R5 = 10  $\Omega$   
R6 = 47  $\Omega$   
R7 = 15  $\Omega$

### Semi-conducteurs

D1 = 1N4004  
LED1 = LED rouge  
T1 = BC557  
T2 = BC547  
T3 = TIP120

### Divers

S1 = commutateur rotatif à 1 circuit 4 positions  
4 picots  
2 piles 9 V



Le transistor T3 pouvant être amené à dissiper pas mal de calories pour les batteries de faibles tensions chargées à fort courant, un emplacement a été prévu pour le munir d'un radiateur en U.

Les différents courants de charge prévus sont respectivement de 400, 130, 60 et 10 mA selon la position de 1 à 4 choisie sur le commutateur tandis que, compte tenu de l'inévitable chute de tension dans T3, la tension maximum de la batterie à recharger ne devra pas dépasser 9,6 V.

Si vous désirez d'autres courants de charge que ceux prévus, il vous suffit tout simplement de remplacer l'une ou l'autre des résistances R4 à R7 par



une dont la valeur a été donnée ci-dessus ( $R = 0,6/I_{ch}$ ) et dont la puissance est donnée par la relation  $P = 0,36/R$ .

Le montage est naturellement protégé contre les courts-circuits puisque c'est un générateur à courant constant, mais attention tout de même si vous augmentez exagérément le courant de charge à ne pas dépasser la dissipation maximum de puissance de T3 (65 W) et surtout celle permise par le petit radiateur que nous avons prévu sur le CI. Un cou-

rant de 500 mA nous semble être une valeur maximum raisonnable à ne pas dépasser.

### Téléchargement

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Dessin de la platine : 080226-1

(080226-1)

B.Broussas

## 045 Détecteur de mouvement sans fil à ZigBee

MAISON

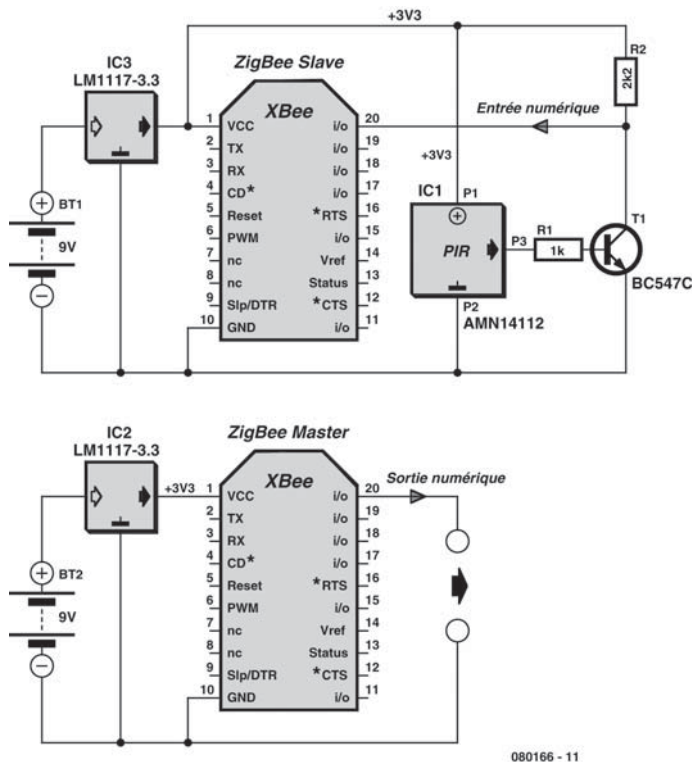
Il est enfantin, avec les modules ZigBee, XBee et XBeePro, de réaliser un système sans fil. Ici, nous utilisons les modules pour lecture du signal fourni par un détecteur de mouvement PIR (*Passive Infra-Red*). La fonction « I/O Line Passing » permet de transférer ce signal d'un module à un autre. Un signal d'entrée numérique attaquant la ligne DIO1 (broche 19) du module A peut piloter une sortie numérique (DIO1) du module B. De la même façon, un signal d'entrée analogique appliqué à la

ligne ADO du module A (broche 20) peut piloter une ligne PWM du module B.

Le module « Master » (maître) reçoit l'information du détecteur fournie par les modules ZigBee « Slave » (esclave). Chaque esclave est connecté à un capteur PIR du type AMN14112 travaillant sous 5 V, doté d'une sortie numérique et possédant une portée de détection de 10 m. Comme les modules ZigBee travaillent eux à 3,3 V, on utilise dans ce projet un régulateur 3,3 V du type 1117.

Pas grand chose à raconter au sujet du schéma qui ne comporte que quelques éléments : un régulateur de tension 3,3 V avec pile de 9 V pour l'alimentation, le module, le détecteur PIR et un transistor. Ce dernier force l'entrée numérique du module ZigBee à la masse lorsque le PIR détecte un mouvement. Tant que cela n'est pas le cas, le transistor est ouvert et la tension d'alimentation de 3,3 V est transférée au module ZigBee par le biais d'une résistance *pull-up* de 2kΩ. Le tout pourra prendre place dans un petit boîtier (placé, par exemple, dans le jardin).

La programmation se fait à l'aide du programme X-CTU. La fiche de caractéristiques des modules XBee est claire, les instructions faciles à saisir. La recopie d'écran montre un terminal avec les paramètres du module émetteur (connecté à un détecteur PIR).



080166 - 11

### Code Master ZigBee code (récepteur)

```
ATMY = 1 (l'adresse du master est 1)
ATDL = 0 (l'adresse du module émetteur est 0)
ATPL = 0 (mode faible consommation)
ATIU = 1 (inhiber émission par le biais de l'UART)
ATBD = 3 (paramétrer communication à 9600 bauds)
ATD0 = 5 (sortie numérique en broche 20 du module)
ATD1 = 5 (sortie numérique en broche 19 du module)
ATIA = 0 (le master doit modifier ses sorties à la demande du slave ayant
l'adresse 0. Lorsque ATIA = 0xFFFF, le master modifie ses sorties après
réception de chaque paquet, donc indépendamment de l'adresse de l'émetteur)
ATWR (stocker les paramètres dans la mémoire Flash)
```

### Code Slave ZigBee (émetteur)

```
ATMY = 0 (l'adresse du slave est 0)
ATDL = 1 (l'adresse du module récepteur est 1)
ATPL = 0 (mode faible consommation)
ATIU = 1 (inhiber émission par le biais de l'UART)
ATBD = 3 (paramétrer communication à 9600 bauds)
ATD0 = 3 (lire le signal d'entrée numérique de la broche 20)
ATD1 = 3 (lire le signal d'entrée numérique de la broche 19)
ATIR = 14 (vitesse d'échantillonnage = 0x14)
ATWR (stocker les paramètres dans la mémoire Flash)
```

Ne pas oublier, lors de la programmation, de passer à la version 10A2 (v1.xA0\*) du *set* d'instruction ZigBee sachant que sinon les différentes instructions ne peuvent pas transmettre de paramètres de sorte que le module n'en « comprend » pas certaines.

Attention : ne pas oublier, lors de la mise à niveau du progiciel (de 1083 à 10A2) d'effectuer une lecture (*Read*) d'abord. En cas d'écriture (*Write*) directe la communication avec le module est perdue, en raison de l'écrasement du paramétrage précédent !

Le module PIR émetteur peut être disposé dans un rayon de 30 m autour du récepteur, dans le jardin par exemple. Pour une portée plus importante, utiliser des modules XBeePro un peu plus chers.

#### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Fichiers de code-source et .hex : 080166-11.zip

(080166-I)

Sven van Vaerenbergh

## 046 Convertisseur 12 V/240 V économique

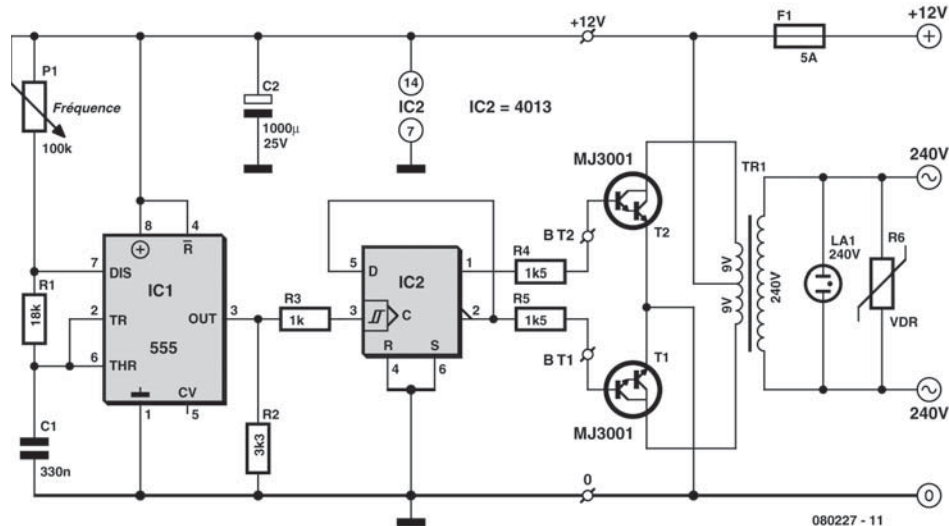
### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Même si de nombreux appareils électriques sont de plus en plus souvent autonomes, surtout parmi ceux que l'on emporte avec soi en camping ou en villégiature l'été, il n'en reste pas moins que l'on a parfois besoin d'une source de 240 V alternatif à une fréquence voisine autant que faire se peut de celle délivrée par le secteur.

Tant que la puissance demandée à une telle source reste relativement faible, et nous avons choisi ici 30 VA, il est très facile de réaliser un tel convertisseur avec des composants simples et peu coûteux que de nombreux amateurs possèdent même parfois déjà dans leurs fonds de tiroirs. Si la réalisation d'un montage plus puissant reste également envisa-

geable, la complexité qui découle des courants très importants à manipuler côté basse tension de celui-ci conduit à des schémas qui n'ont pas la place au sein de ce numéro estival. N'oubliez pas en effet que, pour disposer par exemple d'un seul petit ampère sous 240 V, ce sont plus de 20 A qu'il faudra manipuler côté batterie primaire !

Ceci étant précisé, le schéma de notre montage se laisse facilement analyser. Un classique 555, repéré IC1, est monté en oscillateur astable à une fréquence voisine de 100 Hz, qu'il est possible d'ajuster précisément grâce à P1. Comme les signaux de sortie du 555 sont loin de présenter un rapport cyclique voisin de l'unité, ils sont appliqués à une



basculer D réalisée au moyen d'un 4013 en technologie CMOS. On dispose ainsi, sur ses sorties Q et  $\bar{Q}$ , de signaux parfaitement carrés et en opposition de phase de surcroît, aptes à commander les transistors de puissance de sortie.

Comme le courant disponible en sortie du 4013 est très faible, des transistors Darlington de puissance sont utilisés. Nous avons fait appel à des MJ3001 du défunt Motorola (défunt en tant que fabricant de semi-conducteurs bien sûr) qui sont peu coûteux et très répandus, mais tout Darlington de puissance équivalent peut convenir.

Ces derniers commandent un transformateur 240 V – 2x9 V à point milieu, chargé de délivrer la tension de sortie. Un néon visualise sa présence tandis qu'une VDR, type S10K250 ou S07K250, écrête les surtensions pouvant apparaître au moment de la commutation des transistors.

Le signal de sortie produit par ce montage est approximativement carré ; approximativement car il est un peu déformé par son passage dans le transformateur, ce qui convient tout de même à la majorité des appareils qu'il est capable d'alimenter, que ce soient des ampoules d'éclairage, de petits moteurs ou des alimentations d'appareils électroniques.

Remarquez que, bien que le montage soit destiné à être alimenté par une batterie de voiture et donc par du 12 V, le primaire du transformateur est un modèle 9 V. En effet, à pleine puissance il faut pré-

#### Liste des composants

##### Résistances

R1 = 18 k $\Omega$   
 R2 = 3k $\Omega$ 3  
 R3 = 1 k $\Omega$   
 R4, R5 = 1k $\Omega$ 5  
 R6 = VDR S10K250  
 (ou S07K250)  
 P1 = pot. 100 k $\Omega$

##### Condensateurs

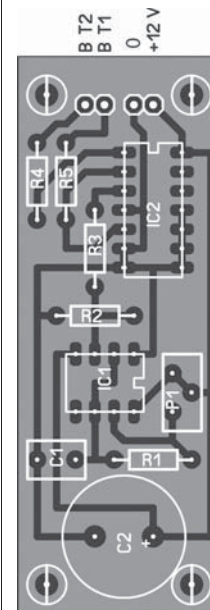
C1 = 330 nF  
 C2 = 1000  $\mu$ F/25 V

##### Semi-conducteurs

T1, T2 = MJ3001  
 IC1 = 555  
 IC2 = 4013

##### Divers

LA1 = mignonnette  
 néon 240 V  
 F1 = fusible 5 A  
 TR1 = transfo 2 x 9 V  
 à point milieu  
 4 picots



voir une chute de tension de l'ordre de 3 V entre collecteur et émetteur des transistors de puissance. Cette tension de saturation relativement élevée est en effet un « défaut » propre à tous les transistors en montage Darlington.

Nous vous proposons un dessin de circuit imprimé pour une réalisation facile de ce montage ; circuit imprimé qui, comme le montre le plan

d'implantation, ne supporte bien entendu que les composants de faible puissance.

Les transistors Darlington seront montés sur un radiateur à ailettes en alu anodisé avec utilisation des classiques accessoires d'isolement que sont les micas et autres rondelles à épaulement, car leurs collecteurs sont reliés à leurs boîtiers métalliques et se trouveraient donc en court-circuit dans le cas contraire.

Une puissance de sortie de 30 VA implique une consommation de courant de l'ordre de 3 A sur la batterie 12 V. Les fils reliant les collecteurs de T1 et T2 au primaire du transformateur, les émetteurs de T1 et T2, les MJ3001 [1], au pôle négatif de la batterie et le pôle positif de la batterie au primaire du transformateur auront donc une section minimum de 2 mm<sup>2</sup> afin de minimiser les chutes de tension. Le transformateur pourra être n'importe quel modèle, à tôle en E et I ou torique, de 240 V – 2×9 V d'une puissance de l'ordre de 40 VA.

Le fonctionnement du montage est immédiat et le seul réglage à réaliser est celui de P1 de façon à dis-

poser en sortie d'une fréquence de 50 Hz. Attention ! La stabilité d'un 555 en ce domaine est assez faible et il ne faudra donc pas compter sur celle-ci pour piloter correctement votre radio-réveil mais, en vacances, un tel appareil est-il bien utile ?

Attention également au fait que la tension de sortie de ce convertisseur est tout aussi dangereuse que celle dont vous disposez au niveau de vos prises de courant domestiques. Il convient donc de lui appliquer les mêmes règles de sécurité qu'à ces dernières.

### Téléchargement

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Dessin de la platine : 080227-1

### Lien Internet

[1] MJ3001

[www.st.com/stonline/products/literature/ds/5080.pdf](http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/5080.pdf)

(080227-1)

B.Broussas

## 047 La lumière ! SVP !

MAISON

Lorsque l'on oublie, en quittant une pièce rarement utilisée (un grenier par exemple), d'éteindre la lumière, il se pourrait, des mois durant, que l'ampoule gaspille pour rien une énergie de plus en plus coûteuse. Comment l'éviter ?

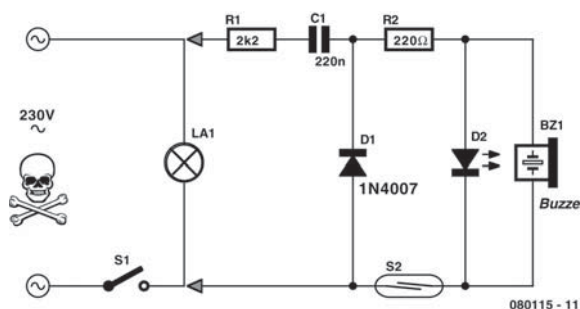
Un électronicien a vite fait de concevoir un petit montage permettant de contrer ce genre d'oubli. L'idée est simple : si, lors de la fermeture de la porte/du panneau, la lumière n'est pas éteinte, un résonateur produit une alarme acoustique qui, espérons-le, ne passera pas inaperçue.

Le circuit est alimenté dès l'allumage de l'ampoule par action sur l'interrupteur S1. Si alors, l'ILS (relais Reed) S2 indique la fermeture du panneau, le signal d'alarme se déclenche. La LED rouge que l'on pourra monter dans la trappe d'escalier menant au panneau signale elle aussi que l'on a oublié d'éteindre la lumière. Le circuit ne fait pas appel à un transformateur, ce qui signifie présence partout du potentiel de la tension du secteur. Il faut par conséquent le monter dans un boîtier en plastique garantissant l'impossibilité

d'entrée en contact avec des composants du montage, y compris le résonateur. Il faudra isoler également parfaitement les lignes allant à la LED et à l'ILS (Interrupteur à Lame Souple). Le résonateur devra fonctionner à une tension continue comprise entre 1 et 3 V. La tension d'alimentation du circuit est limitée par la LED prise en parallèle sur le résonateur. En cas d'utilisation d'une LED rouge on a de l'ordre de 1,7 V aux bornes de ce dernier, la consommation d'une version miniature de ce composant étant de 5 mA environ.

(080115-1)

Stefan Hoffmann



## 048 Mini générateur haute tension

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Voici un montage qui pourra vous servir cet été sur la plage afin d'éviter que l'on ne touche à vos affaires laissées sur votre serviette pendant que vous êtes allé vous baigner, mais que vous pourrez tout aussi bien utiliser ensuite au bureau ou à l'atelier lorsque vous aurez repris le travail.

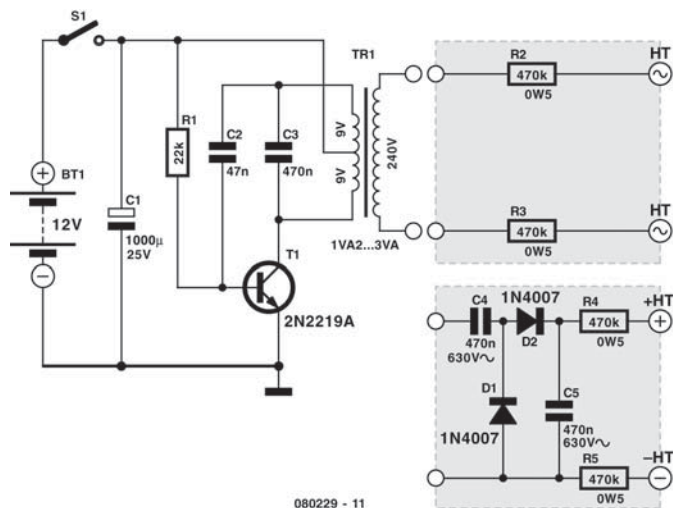
Sous un volume très réduit, et en étant alimenté par de simples piles ou batteries rechargeables, il permet en effet de générer une haute tension de l'ordre de 200 à 400 V environ, sans aucun danger pour l'être humain bien sûr, mais qui possède tout de même la propriété d'être assez « piquante » lorsque l'on s'y trouve confronté.

Indépendamment de cet aspect utile, ce montage s'avère également didactique pour les plus jeunes d'entre vous car il va vous permettre de découvrir un schéma que tous les « anciens » ayant pratiqué la radio doivent connaître.

Comme le montre la figure, ce schéma est d'une extrême simplicité puisqu'il ne comporte qu'un seul élément actif et encore ce n'est qu'un banal transistor. Pourtant, tel qu'il est monté ici, il fonctionne en oscillateur basse fréquence et permet donc de transformer la tension continue de la pile en tension alternative seule à même d'être élevée par le transformateur.

Le fait d'utiliser un transformateur à point milieu comme c'est le cas ici permet de réaliser autour de T1 un oscillateur de type Hartley qui, comme nous l'avons indiqué ci-dessus, a été très utilisé en radio à une lointaine époque où les lampes régnaient en maître(sse). Pour qu'un tel oscillateur fonctionne et délivre des tensions bien sinusoïdales, la position de la prise intermédiaire sur le bobinage utilisé devait être judicieusement choisie.

Ici ce n'est évidemment pas le cas puisque nous utilisons un transformateur standard du commerce mais nous avons de la chance ; comme elle génère une rétroaction trop forte du fait de sa position au milieu de l'enroulement, elle assure un fonctionnement sans hésitation de l'oscillateur. Par contre, cette rétroaction excessive fait qu'il ne génère pas



des sinusoïdes et loin s'en faut. Cela n'a aucune importance pour une telle application et le transformateur s'en accommode à merveille.

La tension de sortie peut être utilisée directement, au travers des deux résistances R2 et R3 de limitation de courant qu'il ne faudra en aucun cas omettre ou modifier car ce sont elles qui rendent le montage sans danger. On disposera alors d'environ 200 V crête à crête ce qui s'avère déjà assez désagréable au toucher. Mais vous pourrez aussi faire appel au doubleur de tension représenté en partie basse de la figure, qui permettra alors de disposer d'environ 300 V histoire d'être encore plus déplaisant au toucher. Ici aussi bien sûr, les résistances, qui s'appellent désormais R4 et R5, devront impérativement rester en place.

Le montage ne consomme qu'une dizaine de mA environ, qu'il « électrocute » quelqu'un ou pas ! Si vous devez l'utiliser pendant de longues périodes, nous vous recommandons cependant de l'alimenter avec des batteries Ni-MH au format AAA associées par dix dans un coupleur adéquat afin de ne pas vous ruiner en piles.

Attention ! Si vous réalisez la version sans doubleur de tension et que vous mesurez la tension de sortie avec votre multimètre, vous verrez une valeur plus faible que celle annoncée. Cela tient au fait que sa forme est assez éloignée d'une sinusoïde et que les

multimètres ont du mal à interpréter sa valeur efficace. Si vous disposez d'un oscilloscope supportant quelques centaines de volts sur son entrée, vous pourrez par contre constater la réalité des valeurs annoncées. Et, si vous en doutez encore, il ne vous restera qu'à toucher les bornes de sortie...

Pour protéger, avec ce montage, la poignée de votre sac de plage ou de votre attaché case de travail, il suffit par exemple, de mettre sur celle-ci deux

petites zones métalliques assez proches l'une de l'autre, reliées chacune à une des bornes de sortie du montage. Vous les disposerez de façon à ce que la main indésirable soit assurée de toucher les deux simultanément ; l'effet est garanti ! Évitez seulement de vous laisser prendre à votre propre piège lorsque vous prendrez votre sac pour arrêter le montage !

(080229-1)

B.Broussas

## 049 Chargeur de batteries à panneaux solaires

ALIMENTATIONS & CHARGEURS

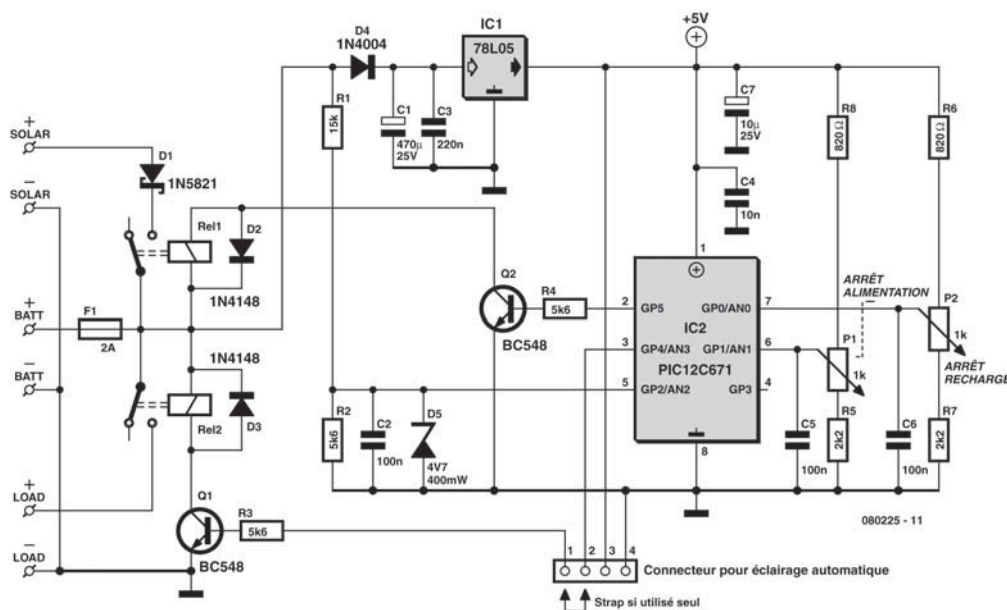
Bien avant que l'engouement actuel pour le développement durable ne fasse fleurir les panneaux solaires sur les toitures et autres terrasses, de nombreux utilisateurs itinérants les employaient déjà, que ce soit sur des camping-cars ou bien encore des bateaux de plaisance. Dans une telle situation, leur principal rôle n'est pas alors de revendre de l'énergie au fournisseur d'électricité local mais au contraire de recharger des batteries afin de pouvoir bénéficier d'une source d'électricité une fois la nuit tombée.

Même si une telle opération peut sembler triviale, et ce d'autant plus lorsque l'on regarde certains schémas de « chargeurs », il n'en est rien si l'on veut prendre soin de ses batteries. En effet, la solution consistant à câbler en parallèle batteries, charge ali-

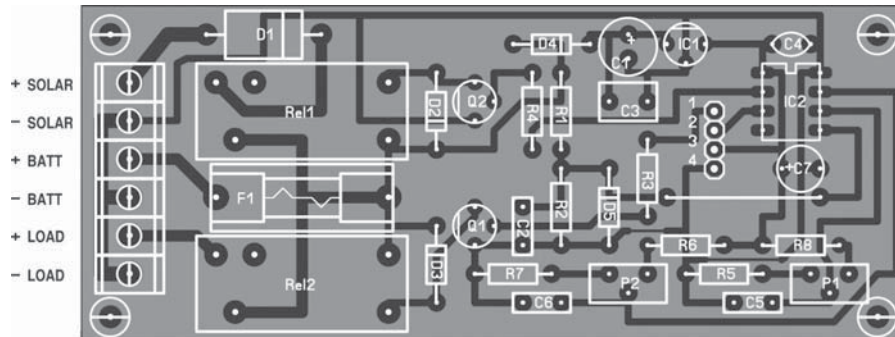
mentée et panneaux solaires, même si elle fonctionne, est loin d'être satisfaisante dans au moins deux situations.

Lorsque la charge alimentée par les batteries consomme peu ou pas du tout alors que ces dernières sont déjà bien chargées et que l'ensoleillement est bon ; les batteries vont droit à la surcharge qui, comme chacun sait, abrège fortement leur durée de vie.

À l'opposé, lorsque la charge alimentée par les batteries consomme beaucoup et que l'ensoleillement est faible ou nul, les batteries peuvent se trouver complètement déchargées ce qui est aussi nuisible pour leur durée de vie qu'une surcharge.







Il ne faut pourtant qu'une poignée de composants pour réaliser notre régulateur intelligent (cf. schéma). Il utilise un microcontrôleur PIC12C671 qui présente tout à la fois l'avantage de tenir dans un boîtier DIL à 8 pattes et de contenir un convertisseur analogique/digital à plusieurs entrées.

Grâce à AN0 et au pont diviseur R6, P2 et R7, il détermine à partir de quelle tension présente aux bornes de la batterie il faut arrêter sa charge, interdisant ainsi toute surcharge. Grâce à AN1 et au pont diviseur R8, P1 et R5, cette fois il détermine en-dessous de quelle tension présente aux bornes des batteries il convient d'arrêter d'alimenter la charge afin de prévenir toute décharge excessive.

La tension présente aux bornes de la batterie est mesurée quant à elle grâce à AN2 et au pont diviseur, fixe celui-ci, R1 et R2. La diode zener D5 protège le microcontrôleur de toute tension parasite externe pouvant apparaître aux bornes des panneaux solaires en présence d'orages par exemple.

En fonction de ces seuils, il commande alors, via les transistors Q1 et Q2, les relais Rel1 et Rel2. Le premier sert à relier les panneaux solaires à la batterie. Il est donc collé tant que celle-ci n'est pas en surcharge et décollé dans le cas contraire. Le second sert à relier la batterie à la charge qu'elle alimente. Il est donc collé tant que la batterie n'est pas trop déchargée et décollé dans le cas contraire.

La diode D1 quant à elle, qui doit impérativement être un modèle Schottky pour minimiser la chute de tension à ses bornes, évite que, en période de faible ensoleillement, la batterie ne puisse se décharger dans le panneau solaire.

Remarquez en partie basse de la figure le connecteur à quatre points. Il permet de raccorder à ce chargeur le module éclairage automatique à panneaux solaires décrit par ailleurs (voir numéro 053,

### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 15 k $\Omega$   
 R2 à R4 = 5k $\Omega$ 6  
 R5, R7 = 2k $\Omega$ 2  
 R6, R8 = 820  $\Omega$   
 P1, P2 = pot. 1 k $\Omega$

#### Condensateurs

C1 = 470  $\mu$ F/25 V  
 C2, C5, C6 = 100 nF  
 C3 = 220 nF  
 C4 = 10 nF  
 C7 = 10  $\mu$ F/25 V

#### Semi-conducteurs

D1 = 1N5821  
 D2, D3 = 1N4148  
 D4 = 1N4004  
 D5 = diode zener 4V7/400 mW  
 Q1, Q2 = BC548  
 IC1 = 78L05  
 IC2 = PIC12C671 (programmé, réf. 080225)

#### Divers

Rel1, Rel2 = relais 1RT 10A  
 F1 = fusible 2 A  
 1 embase autosécable à 1 rangée de 4 contacts  
 6 borniers encartables 5 mm de large  
 1 pont de câblage (*strap*)

page 81). En son absence, il suffit de relier par un *strap* les points 1 et 2 comme cela est indiqué sur la figure.

Afin de vous permettre une mise en œuvre facile de ce montage, nous vous proposons un dessin de circuit imprimé. Ce circuit a été prévu pour des relais Finder 1RT 10 A qui laissent ainsi beaucoup de libertés quant au choix des panneaux et de la batterie. Lors de la conception de ce chargeur, nous avons prévu un courant maximum de batterie de 2 A comme le laisse supposer le calibre du

fusible indiqué, mais rien ne vous interdit de faire plus si ce n'est peut-être... votre porte-monnaie, au moins pour ce qui est du prix de la batterie et des panneaux solaires.

Le fichier .hex à programmer dans le PIC12C671 est disponible gratuitement en téléchargement sur le serveur d'Elektor ainsi que sur le site Internet de l'auteur de cet article (Cf. en fin d'article).

Une fois le montage terminé son réglage est élémentaire et ne demande qu'un voltmètre continu et une alimentation réglable, même fort simple. Ne connectez aucun élément externe au chargeur et remplacez la batterie par votre alimentation stabilisée que vous réglerez sur 12 V et aux bornes de laquelle vous placerez votre voltmètre.

Augmentez alors cette tension jusqu'à 14,5 V et ajustez P2 pour faire tout juste décoller Rel1. Diminuez ensuite cette tension afin de constater que Rel1 colle bien à nouveau vers 12,8 à 13 V environ (en fonction de la tolérance des composants).

Continuez à diminuer cette tension jusqu'à 10,5 V et ajustez alors P1 pour faire décoller Rel2. Vérifiez, en augmentant cette tension, que Rel2 colle à nouveau vers 12 V ou tout juste moins. P1 et P2 étant sans interaction l'un sur l'autre, il est possible de les régler indépendamment sans aucune difficulté.

Bloquez les curseurs de P1 et P2 avec un point de vernis et procédez à la mise en boîte de votre montage qu'il faudra veiller à bien protéger de l'humidité s'il est utilisé en extérieur. Une boîte de raccordement électrique étanche fait merveille pour cela tout en étant d'un prix dérisoire.

#### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Fichiers de code-source et .hex : 080225-11.zip

Dessin de la platine : 080225-1

(080225-1)

C.Tavernier

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

## 050 Repousse moustiques écologique

MAISON

Avec le retour des beaux jours vous prendrez sans doute plaisir à flâner le soir sur votre terrasse ou dans votre jardin mais, même si vous n'êtes pas entouré de marécages, il est fort probable que des intrus viennent gâcher ce tableau idyllique ; nous avons nommé les moustiques !

S'il est aujourd'hui facile de s'en débarrasser, voir même de les empêcher d'entrer à l'intérieur d'une habitation, il n'en est pas de même au grand air. Au rang de l'arsenal mis à notre disposition pour la chasse aux intrus on peut ainsi citer : les serpentins chinois, qui n'ont sans doute de chinois que le nom et qui font bien souvent fuir autant les humains que les moustiques, sinon plus !

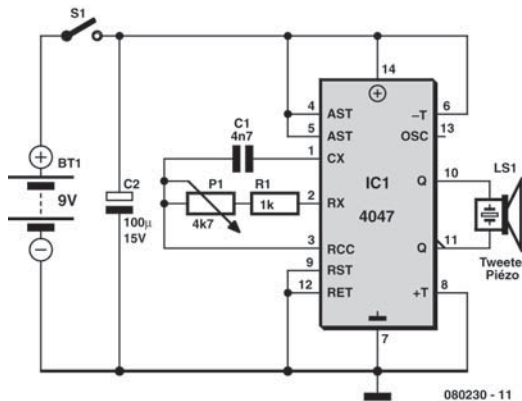
Existent aussi les « électrocuteurs » à ultraviolets constitués d'une lampe bleue entourée de deux grilles placées à très faible distance et entre lesquelles on applique une haute tension. Les moustiques, sensés être attirés par la couleur de cette lampe, viennent alors s'électrocuter au contact de ces deux grilles.

Même si l'efficacité de ces deux premiers produits reste discutable, elle l'est moins que celui que nous allons vous présenter maintenant et auquel nous

avons pourtant décidé de consacrer ces quelques lignes. Il s'agit en effet du repousse moustiques à ultrasons.

Son principe, tel qu'il est décrit par ses nombreux promoteurs, est le suivant. Seules les femelles moustiques piquent (ça au moins c'est une vérité scientifique incontestable) et elles piquent lorsqu'elles ont besoin de se nourrir et surtout de nourrir leurs œufs. Dans cette situation, elles cherchent alors à s'éloigner des mâles puisque leur « travail » est déjà fait et fuient donc les fréquences émises par ces derniers lorsqu'ils sont en chaleur. Et c'est à partir de là que les avis divergent. Selon certaines publications, la fréquence émise par les moustiques mâles serait aux alentours de 20 à 25 kHz et on serait bien alors dans le domaine des ultrasons. Selon d'autres, cela se situerait plutôt aux environs de 5 à 7 kHz ; fréquences qu'une oreille humaine même âgée entend encore fort bien.

Plutôt que de dépenser plusieurs dizaines d'euros pour acheter un tel appareil dont la fréquence n'est, en outre, généralement pas réglable ; nous vous proposons d'en réaliser un vous-même afin que vous



puissiez mener votre propre enquête cet été, et ce d'autant que le montage proposé reste très simple.

Comme le montre la figure, un seul circuit intégré, en l'occurrence un 4047 en technologie CMOS y est utilisé. Ce circuit très polyvalent peut être câblé dans de très nombreux modes de fonctionnement dont celui de multivibrateur ou astable utilisé ici. La fréquence de fonctionnement est fixée par les éléments externes que sont C1, R1 et P1 ; ce dernier permettant d'ajuster la fréquence de fonctionne-

ment compte tenu de l'incertitude qui existe sur la valeur la plus efficace ...

Pour reproduire au mieux les fréquences élevées produites, le transducteur de sortie utilisé est un simple *tweeter* mais impérativement de type piézo-électrique. Un tel *tweeter* se comporte en effet comme une capacité et ne charge donc pas trop les sorties du circuit CMOS, incapables de fournir un courant important comme chacun sait.

Afin de disposer d'un signal de sortie d'amplitude suffisante tout en étant alimenté par une simple pile de 9 V, ce *tweeter* est raccordé entre les sorties Q et  $\bar{Q}$  du 4047 ce qui permet de lui appliquer des signaux en opposition de phase et lui fait donc voir une tension alternative égale au double de la tension d'alimentation. En théorie pure, cela quadruple la puissance de sortie disponible. En pratique, mieux vaut tabler sur un triplement de celle-ci mais le gain apporté par cette façon de faire est néanmoins bien réel.

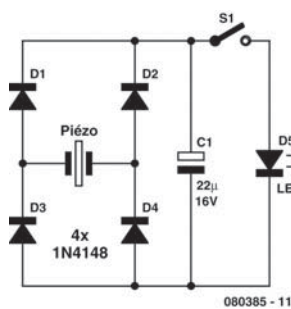
Il ne vous reste plus qu'à poser le montage au beau milieu de la table de la terrasse ou bien à côté de votre chaise longue afin de goûter le calme d'une soirée d'été sans moustique. C'est en tout cas ce que nous vous souhaitons...

(080230-I)

B.Broussas

## 051 Lampe à pompe de charge piézo

DIVERS



mettent en œuvre un générateur électromagnétique. C'est possible aussi avec un convertisseur piézo-électrique. On en trouve par exemple dans les cartes de vœux sonores où ils servent de haut-parleur. La mécanique est très simple.

Un tel convertisseur délivre une tension de plusieurs dizaines de volts quand on exerce dessus une certaine pression du doigt, de façon à faire fléchir la

L'énergie devient de plus en plus chère, il faut donc avoir un peu d'imagination. Il existe déjà des appareils électriques qui utilisent la force musculaire. Le plus souvent, ils

plaque de base. Toutefois la charge produite reste minime, parce que le convertisseur lui-même n'est qu'un condensateur de 20 à 50 nF. C'est pourquoi on a besoin d'un réservoir de plus grande taille, sous la forme d'un condensateur électrochimique.

Le convertisseur piézo peut être considéré comme un générateur de tension alternative. Il nous faut donc un redresseur pour charger le condensateur. Si on appuie dix à vingt fois avec le doigt sur la surface métallique, le condensateur se charge graduellement jusqu'à pouvoir alimenter la LED. Nous avons donc une pompe de charge au sens propre du mot.

Quand on appuie sur la touche, le condensateur se décharge à travers la LED, laquelle émet alors un éclair puissant.

(080385-I)

Burkhard Kainka

## 052 Récepteur GPS

MICROPROCESSEURS

Il est d'autres applications du GPS que la simple navigation automobile. On peut aussi s'en servir pour, par exemple, repérer, géographiquement, un « vivier » de champignons en pleine nature...

Sans vouloir rivaliser avec les récepteurs GPS du commerce, qui permettent d'effectuer la géolocalisation d'un véhicule automobile ou d'un piéton en ville en s'appuyant sur un puissant logiciel de cartographie, notre dispositif permet tout simplement de décoder les trames GPS émises par les satellites et d'afficher en clair les coordonnées géographiques latitude et longitude, informations suffisantes pour se repérer en pleine forêt. Outre le coût (100 €) et le poids, les intérêts du récepteur présenté dans cet article émanent également de son alimentation ; en effet il fait usage d'une simple pile 9 V, contrairement aux récepteurs du commerce qui font usage pour leur alimentation, d'une batterie spécifique, intégrée et généralement non amovible...

Enfin, le système peut très bien être intégré sur un objet mobile tel un robot...

Le *Global Positioning System* (GPS) est le principal système de positionnement par satellites mondial actuel et le seul à être entièrement opérationnel, en attendant le système Européen Galiléo. Ce système mis en place par le Département de la Défense des États-Unis dans les années 1960 permet à une personne, équipée d'un récepteur de trames GPS, de connaître sa position sur la surface de la terre. Le premier satellite expérimental fut lancé en 1978, mais la constellation de 24 satellites ne fut réellement opérationnelle qu'en 1995.

Les satellites envoient des ondes électromagnétiques qui se propagent à la vitesse de la lumière. Connaissant celle-ci et le temps que l'onde a mis pour parcourir le trajet, on peut alors calculer la distance qui sépare le satellite du récepteur. Pour mesurer le temps mis par l'onde pour lui parvenir, le récepteur GPS compare l'heure d'émission (incluse dans le signal) et de réception de l'onde émise par le satellite. Si le récepteur a une horloge parfaitement synchronisée avec celle des satellites, trois satellites suffisent pour déterminer la position en trois dimensions par triangulation. Cependant, si ce n'est pas le cas, il faut quatre satellites pour pouvoir régler les problèmes d'horloge et recevoir correctement les données. Un GPS peut fonctionner

### Caractéristiques techniques

- ♦ Alimentation : 5 V/115 mA
- ♦ Antenne patch intégrée
- ♦ Visualisation de l'état du système par LED rouge (clignotante si le module est en train de chercher des satellites pour l'acquisition de données et fixe quand au moins trois satellites ont été acquis avec succès)
- ♦ Haute sensibilité (−152 dBm pour le suivi et −139 dBm pour l'acquisition)
- ♦ Une batterie rechargeable pour la sauvegarde de la mémoire et de l'horloge temps réel
- ♦ Précision de position de  $\pm 5$  m et une précision de vitesse de  $\pm 0,1$  m/s
- ♦ Seulement 4 broches (la 1<sup>ère</sup> pour le GND, la 2<sup>nde</sup> pour  $V_{cc} = +5$  V, la 3<sup>e</sup> pour la Communication série, TTL, 8 bits de données, pas de parité, 1 bit de fin, non inversé (SIO : *Serial Input Output*) avec transmission à 4800 bps et la 4<sup>e</sup> pour la sélection du mode (un seul fil de données).

### Affichage des informations de longitude et de latitude

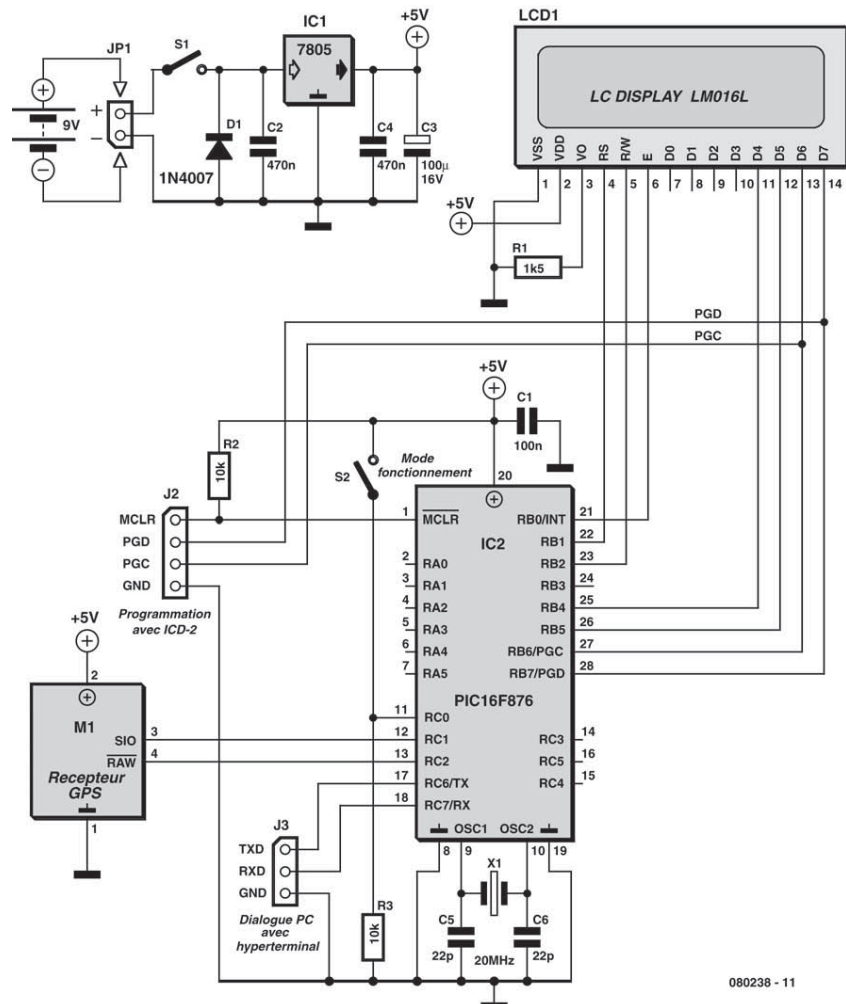
Il existe trois formats possibles pour afficher les données de longitude et latitude :

- ♦ format « coordonnées GPS »  
(degrés, minutes et fraction de minutes)  
Ex : 36°35,9159'
- ♦ format « DDMSS »  
(degrés, minutes, secondes)  
Ex : 36°35'54,95''
- ♦ format « décimal »  
Ex : 36,5986°

L'auteur utilise le format d'affichage en coordonnées GPS.

n'importe où, à partir du moment où il a une vue sur le ciel, 24h/24 et 7j/7. Cependant, il faut savoir que les données sur la position peuvent être erronées en présence d'interférences électromagnétiques.

La plupart des récepteurs GPS fournissent des données qui peuvent être exploitées par d'autres appareils. Le format standard est le NMEA 0183 (National Marine & Electronics Association). Une trame NMEA 0183 est transmise sous la forme de



caractères ASCII, transmis à la vitesse de 4800 bauds. Chaque trame est précédée par « \$ », suivi des deux lettres « GP » et de trois lettres pour l'identifiant de la trame (le plus fréquent GGA). Suivent ensuite un certain nombre de champs séparés par des virgules (permettant de séparer les différentes données). Pour finir, il y a un *checksum* précédé du signe « \* ». Celui-ci peut servir à vérifier qu'il n'y a pas eu d'erreurs pendant la transmission. Une trame est composée de 82 caractères au maximum. Après cela, on passe à la trame suivante. Ainsi, n'importe quel microcontrôleur avec un port série peut extraire les données du module GPS.

Voici quelques exemples de trames normalisées fournies par le module GPS utilisé dans cet article :

```
$GPGGA,170834,4124.8963,N,08151.6838,W,1,05,1.5,280.2,M,-34.0,M,,,*75
$GPGSA,A,3,19,28,14,18,27,22,31,39,, , ,1.7,1.0,1.3*34
$GPGSV,3,2,11,14,25,170,00,16,57,208,39,18,67,296,40,19,40,246,00*74
$GPRMC,220516,A,5133.82,N,00042.24,W,173.8,231.8,130694,004.2,W*70
```

On peut exploiter ces chaînes de caractères pour extraire les informations désirées parmi lesquelles on peut citer : l'heure, la date, la latitude, la longitude, l'altitude, la vitesse et la direction de déplacement, voire même le nombre de satellites reçus, ou encore la validité des données reçues.



## Liste des composants

**Résistances**

R1 = 1kΩ5

R2,R3 = 10 kΩ

**Condensateurs**

C1 = 100 nF

C2,C4 = 470 nF

C3 = 100 μF/16 V

C5,C6 = 22 pF

**Semi-conducteurs**

D1 = 1N4007

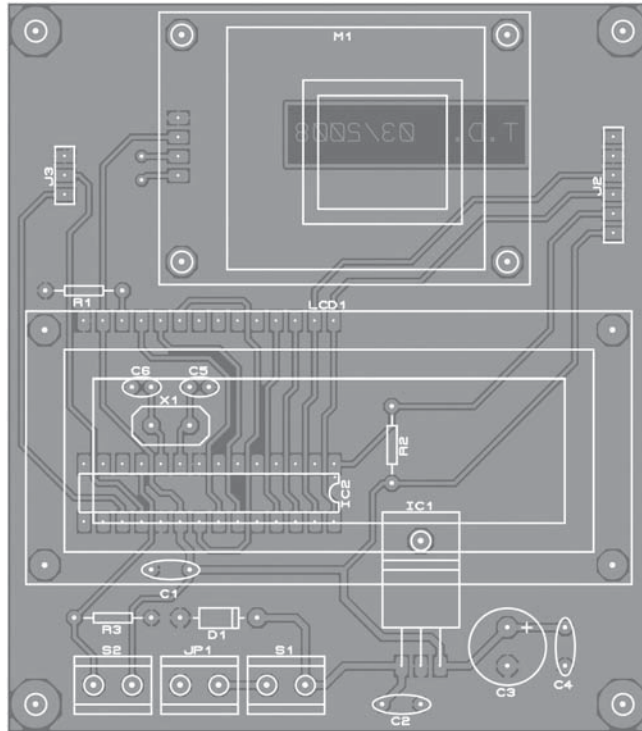
IC1 = 7805 (boîtier TO220)

IC2 = PIC16F876A (20 MHz,  
programmé 080238-11)**Divers**

X1 = quartz 20 MHz (bas profil)

JP1,S1,S2 = bornier encartable  
à 2 contacts au pas de 5 mmJ2 = barrette sécable à 1 rangée  
de 6 contactsJ3 = barrette sécable à 1 rangée  
de 3 contactsK1 = connecteur 2 plots  
pour connecteur pile 9 VLCD1 = afficheur LCD 2 × 16  
caractères tel que LM016L  
(Selectronic)M1 = module de réception GPS  
28146 Parallax (Selectronic)

Platine 080238-1\*\*\*



Le récepteur GPS utilisé est basé sur le module intégré proposé par la société Parallax.

Ses principales caractéristiques sont les suivantes :

- ◆ Réception jusqu'à 12 satellites
- ◆ Mise à jour des données 1× par seconde
- ◆ Deux modes de fonctionnement :
  - *Smart Mode* : lorsque la broche  $\overline{RAW}$  est déconnectée (forcée au niveau haut), le mode par défaut « Smart Mode » est activé. Dans ce cas-là, les commandes pour recevoir des données spécifiques du GPS peuvent être exécutées et le résultat retourné. Chaque commande est représentée par un octet en hexadécimal. En fonction de la commande, un certain nombre d'octets de données seront retournés. Pour envoyer une commande au module récepteur GPS, l'utilisateur doit tout d'abord envoyer les caractères d'en-tête « !GPS » (sans les guillemets) suivis de la commande spécifique de son choix (par exemple 0x02 pour avoir le nombre de satellites

reçus), dans ce cas-là le module récepteur retourne un octet de données avec le nombre de satellites.

– *Raw Mode* : lorsque la broche  $\overline{RAW}$  est forcée au niveau bas, le mode « RAW Mode » est activé, le module peut alors transmettre des caractères de trames standard NMEA 0183 (GGA, GSV, GSA et RMC), permettant d'utiliser directement les trames GPS brutes.

Certains appareils, comme les moteurs, les ordinateurs et les liaisons Wifi émettent des champs magnétiques et des interférences qui peuvent empêcher le module de recevoir les signaux requis des satellites et nuire à son bon fonctionnement et ses performances. Le temps d'acquisition de quatre satellites minimum peut prendre jusqu'à 5 mn.

Dans l'application présentée, nous allons utiliser le module GPS en « smart mode ».



Si nous observons le schéma de principe, nous pouvons voir que notre récepteur s'articule autour d'un microcontrôleur PIC16F876A de chez Microchip. Il se trouve, entre autres, chargé du dialogue avec le récepteur GPS Parallax et de l'afficheur LCD. Il est à noter que deux modes d'utilisation ont été prévus ; soit on affiche uniquement les coordonnées géographiques latitude et longitude, soit on fait défiler toutes une kyrielle d'informations (validité trame reçue, nombre de satellites reçus, date, heure GMT, altitude, latitude, longitude,...). L'alimentation est confiée à une simple pile 9 V (ou accumulateur) venant se connecter au bornier JP1, la tension de 5 V étant générée par un régulateur 7805, IC3. Le connecteur J3 permet de dialoguer avec un PC en faisant usage d'une liaison RS-232 (prévoir l'interfaçage avec un MAX232), quant au connecteur J2, il permet la programmation du PIC et le « débogage in situ » grâce au boîtier ICD2 commercialisé par Microchip.

L'interrupteur marche/arrêt S1 vient se connecter au bornier S1 sur la platine, l'interrupteur de sélection de mode venant lui se connecter au bornier S2 placé tout près du précédent.

La réalisation de ce montage est l'affaire de quelques minutes. La première étape consiste à souder les quelques vias, ensuite les résistances, support de CI, condensateurs non polarisés, puis les condensateurs électrolytiques en respectant scrupuleusement leur sens d'implantation (polarité). Véri-

fier la présence de la tension d'alimentation aux broches prévues du support. Si tout est OK, placer ensuite (alimentation coupée) le PIC programmé dans le support pour finir par monter l'afficheur LCD ainsi que le module GPS. Le montage doit alors fonctionner dès la mise sous tension.

Par défaut, à la mise sous tension, le récepteur affiche les coordonnées géographiques latitude et longitude.

Si l'on désire afficher plus d'informations, il suffit d'appuyer sur le bouton-poussoir S2 et, tout en le maintenant appuyé, de mettre le récepteur sous tension.

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Dessin de la platine : 0802381

Fichiers de code-source et .hex : 080238-11.zip

### Liens Internet

Manuel du GPS 28146

[www.parallax.com/Portals/0/](http://www.parallax.com/Portals/0/Downloads/docs/prod/acc/GPSManualV1.1.pdf)

[Downloads/docs/prod/acc/](http://Downloads/docs/prod/acc/GPSManualV1.1.pdf)

[GPSManualV1.1.pdf](http://Downloads/docs/prod/acc/GPSManualV1.1.pdf)

Fiche de caractéristique du PIC16F87XA

[ww1.microchip.com/](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582b.pdf)

[downloads/en/DeviceDoc/39582b.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39582b.pdf)

(080238-1)

Thierry Duquesne

## 053 Éclairage automatique à panneaux solaires

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

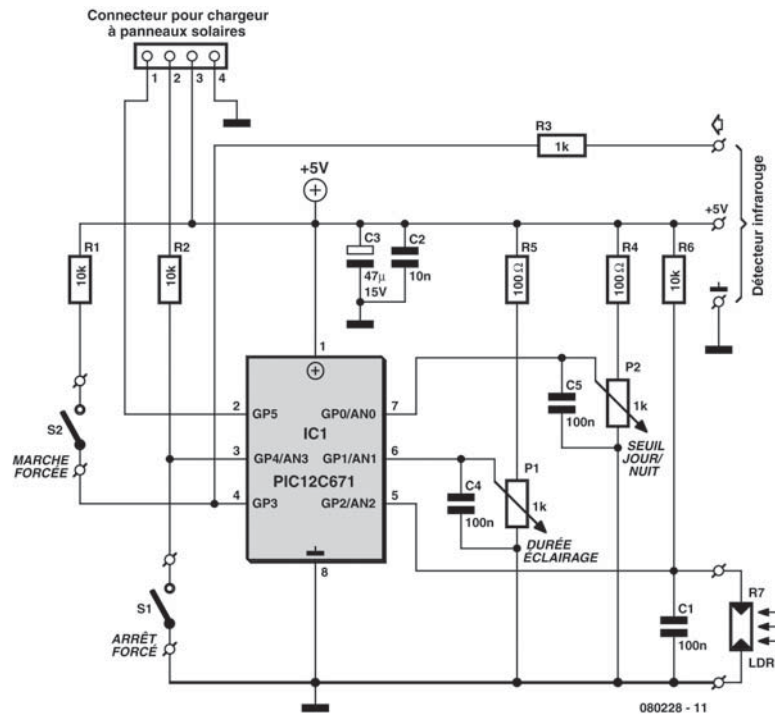
Vous connaissez sans doute ces petits plots d'éclairage automatique à panneaux solaires que l'on trouve tous les ans à l'approche de l'été dans les magasins de bricolage et qui sont vendus par lots pour un prix dérisoire. Certes ils fonctionnent, mais leur électronique et surtout leur boîtier, réalisés suivant des contraintes d'extrême économie, ont une durée de vie proportionnelle à leur prix d'achat...

La réalisation que nous vous proposons maintenant adopte une démarche un peu différente. Elle est destinée à être associée à des éclairages de jardin à créer ou existants mais qui peuvent être notablement plus puissants que ceux évoqués ci-dessus. Elle ne peut pas fonctionner seule mais doit être associée au montage décrit par ailleurs sous le titre « chargeur de batteries à panneaux solaires » (voir numéro 049,

page 74) avec lequel elle s'interface directement grâce à un connecteur prévu sur ce dernier.

Le chargeur gère donc la charge « intelligente » de la batterie par des panneaux solaires tandis que le montage présenté maintenant assure le contrôle de la partie éclairage. Il dispose bien sûr d'une cellule photoélectrique, sous forme d'une LDR, pour mesurer la luminosité ambiante et, afin de ne pas gaspiller la précieuse énergie stockée dans les batteries, d'un détecteur de présence afin de ne s'allumer que lorsque c'est utile. En outre, ce détecteur est temporisé de façon à rendre l'utilisation pratique du montage très agréable.

Compte tenu de sa nécessaire association avec le chargeur de batteries à panneaux solaires, son schéma est évidemment fort simple comme vous



pouvez le constater à l'examen de la figure. Un seul circuit intégré y est utilisé, en l'occurrence un microcontrôleur PIC du type 12C671, c'est-à-dire le même que celui employé sur le chargeur afin de faciliter vos approvisionnements.

Rappelons que ce circuit intègre un convertisseur analogique/digital à plusieurs entrées ce qui va bien évidemment être mis à profit ici. Son alimentation est assurée par la tension stabilisée de 5 V provenant du chargeur, via les bornes 3 et 4 du connecteur prévu à cet effet.

Reportez-vous un instant au schéma du chargeur et notez que, lors de son utilisation avec l'éclairage automatique, le *strap* placé entre les points 1 et 2 de son connecteur doit être enlevé. Cela permet alors au relais Rel2 du chargeur de ne plus être directement commandé par ce dernier mais au contraire par notre éclairage automatique. La charge alimentée par le chargeur automatique est donc ici constituée par les ampoules ou autres dispositifs d'éclairage à commander. La protection contre la décharge excessive de la batterie est toutefois conservée car cette information, délivrée sur la sortie GP4 du 12C671 du chargeur, est prise en compte via la borne 2 du connecteur et l'entrée GP4 de IC1.

Cette même entrée reçoit l'interrupteur SW1, dont la présence est bien sûr facultative, et qui permet d'assurer l'arrêt forcé du circuit. L'entrée GP3 quant à elle reçoit également un interrupteur permettant de forcer un allumage permanent lorsque l'on souhaite, par exemple, profiter de son jardin la nuit en neutralisant le circuit de détection de présence.

Cette dernière est confiée à un module du commerce prêt à l'emploi car il n'est plus aujourd'hui ni raisonnable ni rentable de fabriquer un tel élément. Il s'alimente sous 5 V et délivre en sortie un niveau logique haut lors d'une détection ; niveau qui est pris en compte via l'entrée GP3. Attention ! Les modules de ce type actuellement présents sur le marché existent avec des tensions d'alimentation diverses et génèrent des niveaux haut ou bas lors d'une détection.

Un module convenant à cette application est disponible par exemple sous la référence PI8377 chez Lextronic ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)).

La mesure de luminosité ambiante est confiée à une LDR reliée à l'entrée analogique AN2 tandis que les entrées AN1 et AN0 sont toutes deux reliées à des potentiomètres ajustables. P2 permet de régler le seuil jour/nuit en fonction des caractéristiques et de

## Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Fichiers de code-source et .hex : 080228-1.zip

## Littérature et liens Internet

Fiche de caractéristiques du PI8377 (anglais)

[www.lextronic.notebleue.com/](http://www.lextronic.notebleue.com/)

~lextronic\_doc/pi8377.pdf

Notes d'applications pour modules

« Cubloc™ »

[www.lextronic.fr/](http://www.lextronic.fr/)

~lextronic\_doc/Applications\_B.pdf

l'emplacement de la LDR utilisée tandis que P1 permet d'ajuster la durée d'éclairage suite à une détection de présence entre quelques secondes et une dizaine de minutes environ.

Le programme destiné au PIC 12C671 est évidemment à votre disposition en téléchargement gratuit sur le site d'Elektor ou sur le site de l'auteur : [www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com). Le fonctionnement du montage est immédiat et ne nécessite que le réglage correct de P1 et P2 comme indiqué ci-dessus.

Notez toutefois que, avant de l'associer au chargeur automatique décrit par ailleurs dans ces pages, il conviendra de régler ce dernier seul comme indiqué dans l'article le concernant.

(080228-I)

C.Tavernier

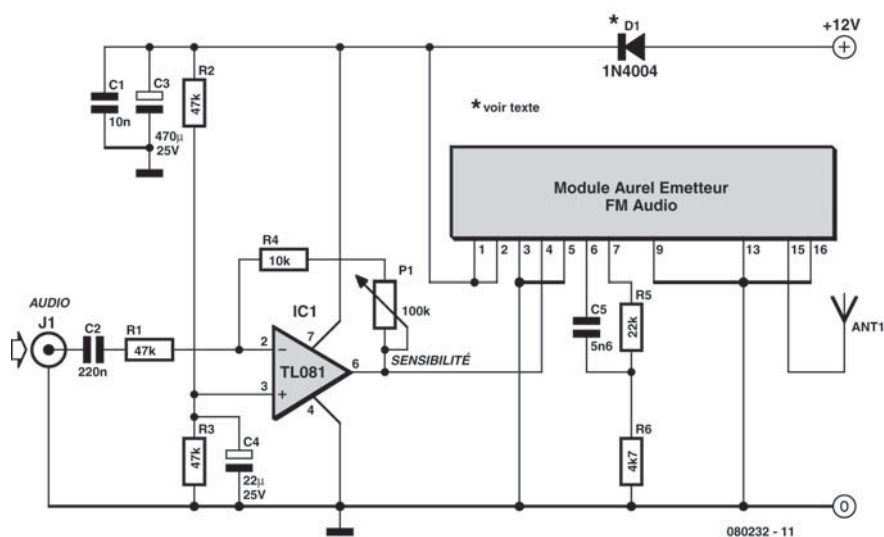
[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

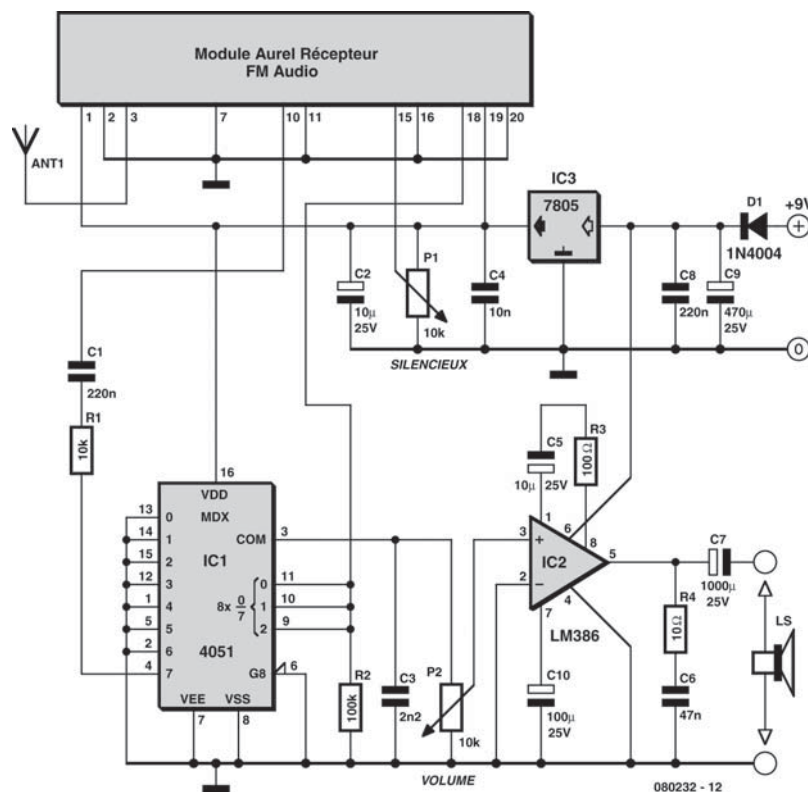
## 054 Transmetteur audio sans fil

## HAUTES FRÉQUENCES

Tranquillement assis sous un arbre au fond du jardin, ou allongé au bord de votre piscine vous pouvez avoir envie d'écouter votre musique favorite diffusée par votre chaîne hi-fi. Plutôt que de pousser le volume au-delà des limites du raisonnable et vous fâcher ainsi avec tous vos voisins, nous vous proposons de réaliser ce petit ensemble émetteur – récepteur audio sans fil. Utilisant la bande FM et une modulation de qualité, il ne dégradera pas les signaux qui lui seront confiés et vous permettra une écoute en toute discrétion.

L'émetteur fait appel à un module bien connu, fabriqué depuis plusieurs années déjà par Aurel sous la référence émetteur FM audio. Il travaille dans la bande autorisée des 433,92 MHz et permet ainsi à notre montage de fonctionner dans la plus stricte légalité. Ce module est un émetteur audio FM complet prévu pour s'alimenter sous une tension de 12 V. Les seuls composants externes nécessaires, à savoir R5, R6 et C5, constituent en fait le réseau de préaccentuation propre aux transmissions en modulation de fréquence.





Utilisé seul, ce module présente une sensibilité typique de 100 mV efficaces. Nous l'avons donc fait précéder d'un amplificateur opérationnel dont le gain est réglable entre  $\frac{1}{2}$  et 5. La plage de tension d'entrée s'étend ainsi de 50 à 500 mV ce qui la rend compatible de n'importe quelle sortie ligne d'appareil audio. Notez au passage que, si vous diminuez la résistance R1 jusqu'à 2,2 k $\Omega$ , vous augmenterez la sensibilité à 2,5 mV et que cet émetteur pourra alors servir à fabriquer un micro HF sans fil utilisable lors de spectacles ou d'animations par exemple.

L'alimentation pourra être confiée à une pile 12 V ou à un bloc secteur « prise de courant » ; le montage étant protégé contre les inversions de polarité grâce à la diode D1.

Le récepteur est tout aussi simple puisqu'il utilise le module complémentaire du précédent, référencé tout naturellement récepteur FM audio, toujours chez Aurel bien sûr. Ce récepteur dispose d'un réglage de « squelch » ou silencieux en bon français, qui se dose par le biais de la tension appliquée sur sa patte 15. Le potentiomètre P1 qui y est

connecté permet donc de régler le seuil de ce silencieux afin de disposer d'un récepteur qui ne souffle pas en l'absence d'émission grâce à l'exploitation de l'information qu'il fournit alors sur sa patte 18. Celle-ci est au niveau haut en présence de signal et au niveau bas dans le cas contraire. Elle commande donc ici un multiplexeur analogique CMOS 8 vers 1 dont seule l'entrée 8 est utilisée. L'intérêt de cette solution est de disposer d'un bon commutateur analogique très peu coûteux et facile à mettre en œuvre.

Sa sortie, après passage par le potentiomètre de volume P2, est appliquée au petit amplificateur de puissance intégré bien connu qu'est le LM386. Sa puissance de sortie de quelques centaines de mW est bien suffisante pour une telle application et sa qualité n'est pas en reste, surtout si vous l'associez à une enceinte digne de ce nom.

Le module Aurel récepteur nécessite une alimentation sous 5 V ainsi que le multiplexeur CMOS ; alimentation qui est stabilisée par un régulateur « trois pattes » très classique. L'ensemble du montage quant à lui s'alimente sous 9 V et est également pro-

tégé contre les inversions de polarité éventuelles grâce à la diode D1.

Compte tenu de la consommation relativement importante de l'amplificateur, surtout si vous le faites fonctionner à un niveau soutenu, des batteries Ni-MH rechargeables seront évidemment préférables à des piles dont la durée de vie serait nécessairement limitée.

Pour ce qui est des antennes, tant côté émission que côté réception, de simples fouets quart d'onde assurent une portée de l'ordre d'une centaine de mètres, voire plus s'il n'y a pas d'obstacles entre les

deux. Vous pouvez bien sûr acheter de telles antennes toutes faites mais un simple fil rigide de 17 cm de long environ (soit le quart d'onde à 433,92 MHz) fera aussi bien l'affaire tout en soulageant votre porte-monnaie.

Muni de ces deux modules vous pouvez profiter de votre musique où bon vous semble. N'oubliez pas toutefois que, dans la nature, la plus belle musique est certainement celle des oiseaux...

(080232-I)

C.Tavernier

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

## 055 Préamplificateur DCF77

HAUTES FRÉQUENCES

Les projets d'horloges radiocommandées sont particulièrement appréciés par les amateurs de micro-contrôleurs. Une petite platine de récepteur, avec antenne de ferrite accordée, délivre les signaux horaires démodulés de Mainflingen. Il ne reste plus qu'à exploiter ces signaux avec un contrôleur programmé en conséquence et à les afficher. La qualité de réception d'une platine DCF77 est fonction de son prix mais si les conditions de réception sont critiques, le meilleur module n'assurera pas son service. Un petit préamplificateur sélectif y remédiera (le plus souvent).

On dessoude l'antenne de ferrite d'origine du module de réception pour la raccorder à l'entrée du préamplificateur. Cette entrée se compose d'un suiveur (T1) qui n'amortit pratiquement pas le circuit oscillant. Un transistor bipolaire (T2) assure une

amplification du signal de quelque 5 dB. Le signal de sortie est couplé par un transformateur à l'entrée originelle d'antenne du module DCF77. L'enroulement secondaire du transformateur forme, avec les condensateurs C4 et C5, un circuit oscillant qui doit être accordé à la fréquence de la porteuse.

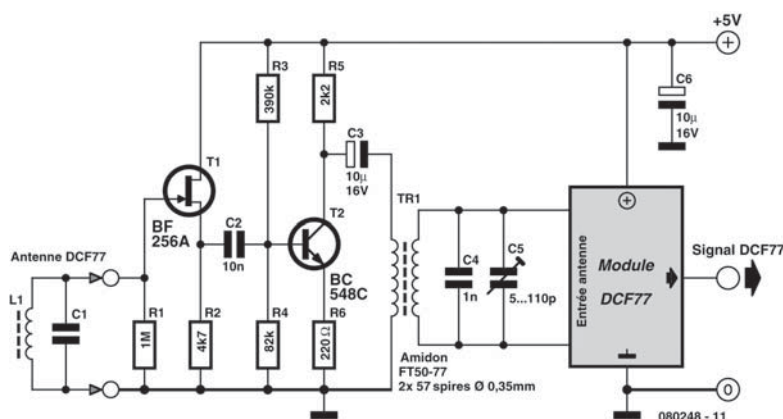
L'accord demande un oscilloscope et il également recommandé de disposer d'un générateur de fonctions qui permette de produire un signal sinusoïdal de 77,5 kHz. Ce signal, de quelques millivolts d'amplitude, s'applique à l'entrée originelle d'antenne. L'oscilloscope se raccorde au circuit oscillant de sortie (en dérivation sur C4/C5). Réglez ensuite l'amplitude maximale avec le condensateur ajustable C5.

Il est indispensable que le transformateur (Tr1) permette d'obtenir un circuit oscillant accordable à la fréquence de la porteuse.

Pour le prototype, nous avons utilisé le noyau FT50-77 de Amidon sur lequel nous avons enroulé deux fois 57 spires. On peut également envisager de réaliser un circuit oscillant accordable avec un transformateur à noyau plongeur. On peut alors se passer de condensateur ajustable.

(080248-I)

Rainer Reusch



## 056 Coupe-veilleuse à l'USB

MICRO-INFORMATIQUE

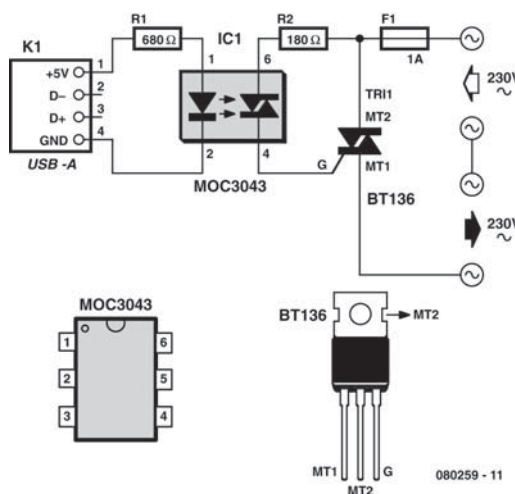
L'ordinateur, à l'allumage comme à l'extinction, entraîne un ballet de périphériques à commuter à la main, disons par souci d'écologie : l'imprimante, l'écran, le modem, etc. Or, la tension de 5 V d'une quelconque prise USB pourrait fort bien s'en charger à notre place. Le même principe s'applique également pour divers appareils modernes dotés de l'USB, comme la radio ou la télé.

Et puisque cet anti-gaspi à l'USB ne demande pas plus de cinq composants pour sa réalisation...

La tension de l'USB sert à activer un photocoupleur pilote de triac (MOC3043) avec détecteur de passage par zéro intégré. Il commande à son tour un triac du type BT136.

L'auteur utilise le circuit présenté ici pour commuter des charges jusqu'à 150 W environ, avec fusible de 1 A. Mais le circuit pourrait aussi bien en soutenir davantage. Il faudrait alors, comme pour des charges fortement inductives, le doter d'un circuit d'amortissement en sortie et naturellement adapter le fusible en conséquence.

Il peut aisément se loger dans une boîte de dérivation pour le secteur. Veillez en tout cas à éloigner et



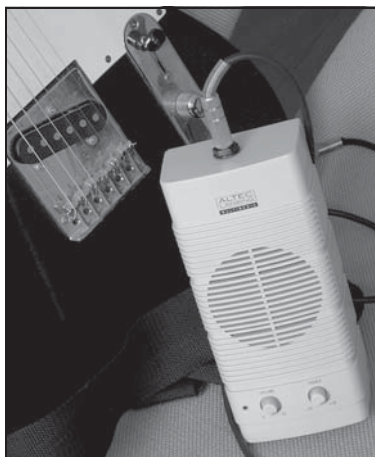
isoler comme il se doit l'USB de la partie sous haute tension (Elektor publie régulièrement une page de conseils sur la sécurité électrique).

(080259-1)

Wim Abuys

## 057 Le PC me play plus, la guitare bien

AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO



Il y en a sûrement une paire dans tous les greniers, on en voit des caisses pleines au marché aux puces, tout amateur en possède plusieurs : des paires d'enceintes actives pour PC.

Après avoir encadré le moniteur pendant un nombre respectable d'années, elles ont été débranchées, mises de côté et végètent ici ou là.

Vont-elles devoir subir une aussi triste fin ? Tout guitariste a un jour envie de disposer d'un amplificateur d'exercice. Et tant mieux si ces enceintes peuvent aussi fonctionner sur batterie.

La recette est simple. Le boîtier sans électronique, on n'en a pas vraiment besoin. Celui qui contient l'amplificateur, vous allez pouvoir vous en servir tout de suite. Prenez un adaptateur de jack 6,35 mm à mini-jack pour y brancher le câble de la guitare.

D'accord, ce n'est pas une méthode recommandée pour le concert en direct, mais il ne s'agit tout de même que de s'exercer. Nul besoin d'un étage intermédiaire, une touche de peinture à tagger pour changer le look et en avant la musique !

(080495-1)

Wisse Hettinga



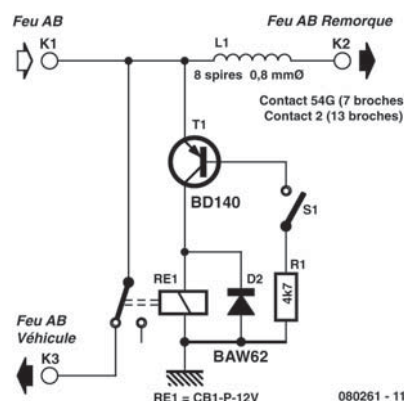
## 058 Commande de feu anti-brouillard

JEUX &amp; MODÉLISME

Dans certains pays d'Europe toute remorque doit être dotée d'un feu anti-brouillard (AB) fonctionnel, avec comme obligation supplémentaire qu'attelée à un véhicule, le feu anti-brouillard du véhicule tracteur ne soit pas allumé lui.

L'électronique est implantée à proximité du feu anti-brouillard du tracteur. La liaison 12 V vers l'ampoule doit être interrompue et connectée aux contacts de relais 30 et 87 A (K1, K3). Lors de sa mise en fonction, le feu anti-brouillard fonctionnera normalement. Dès que la remorque avec feu anti-brouillard est branchée sur la prise d'alimentation électrique (prise à 7 ou 13 contacts, K2) on aura circulation d'un courant dans la self L1. L1 est une bobine comportant de l'ordre de 8 spires enroulées sur un ILS (interrupteur à lame souple, dit *relais reed*), S1. La circulation de courant dans L1 entraîne la fermeture de S1, ce qui active le relais Re1 et provoque l'extinction du feu anti-brouillard du véhicule.

Le dimensionnement de L1 est fonction de l'ILS S1 utilisé. La puissance du feu anti-brouillard est 21 W, ce qui sous 12 V donne un courant



de 1,75 A. L1 est dimensionné pour un courant compris entre 1,0 et 1,5 A de manière à garantir une fermeture de l'ILS. L'épaisseur du fil utilisé pour L1 sera de l'ordre de 0,8 mm. Re1 est un relais automobile capable de commuter le courant requis par l'ampoule. La perte de tension aux bornes de L1 est négligeable.

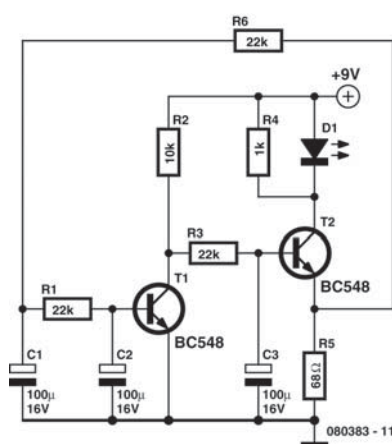
(080261-I)

J. Geene

## 059 Clignotant sinusoïdal

DIVERS

Un clignotant ordinaire allume et éteint une lampe continuellement. Ça peut devenir éprouvant à la longue !



Le clignotant présenté ici produit, au contraire, des transitions douces. La lumière varie suivant une sinusoïde, très lentement, ce qui procure à l'observateur une détente générale.

Le schéma montre un oscillateur à déphasage avec une source de courant commandée par la sortie. On pourrait aussi bien monter deux LED en série sans que ça change l'intensité. La fréquence est fixée par trois réseaux RC de 100 µF/22 kΩ.

Le fonctionnement du circuit est largement indépendant de la tension d'alimentation, l'intensité moyenne s'établit vers 10 mA.

La tension sur la résistance d'émetteur tend à se régler sur la tension de base du premier transistor (environ 0,6 V). Le déphasage produit des oscillations autour de cette valeur moyenne. Le circuit utilise une LED rouge à très haut rendement.

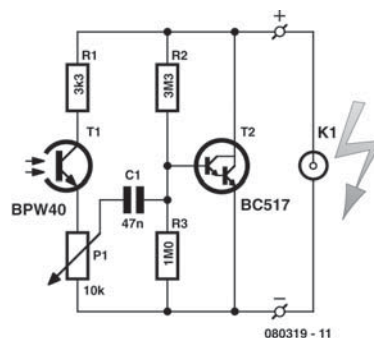
(080383-I)

Burkhard Kainka

## 060 Déclencheur de flash allié

JEUX &amp; MODÉLISME

Le flash incorporé aux appareils photo numériques donne satisfaction à l'intérieur, là où les distances ne dépassent pas 5 m, mais au-delà, son intensité lumineuse ne suffit plus. Or, habituellement, ces appareils ne disposent pas d'une prise pour flash externe. Voici une solution, un déclencheur optique pour flash d'appoint. Le flash embarqué produit une brusque variation de luminosité que le phototransistor du déclencheur optique détecte. L'impulsion atteinte par C1 le transistor qui court-circuite brièvement les contacts du flash associé. Le potentiomètre P1 permet de régler la sensibilité du déclencheur optique. Le circuit est relié par un câble coaxial aux contacts du flash allié ou, selon les circonstances, est muni, sur le boîtier, d'une prise pour y brancher le câble de déclenchement du flash. Le présent circuit ne convient pas aux flashes dont la tension sur les contacts dépasse 20 V. De même, avec les appa-



reils photo qui produisent plusieurs éclairs préalables, son emploi n'est pas recommandé.

(080319-1)

Hermann Sprenger

## 061 Simulateur de présence intelligent

MAISON

Quelle que puisse être l'efficacité d'un système d'alarme domestique, mieux vaut encore ne pas qu'il se déclenche et, pour cela, la meilleure solution est de faire croire au voleur potentiel que les locaux sont occupés. En effet, à moins de posséder des toiles de maîtres ou des objets de grande valeur, capables d'attirer des « pros » de la cambriole, force est de constater que la majorité des vols est le fait de « petits » voleurs qui vont avant tout chercher la simplicité en s'attaquant, de préférence, à des habitations vides de leurs occupants.

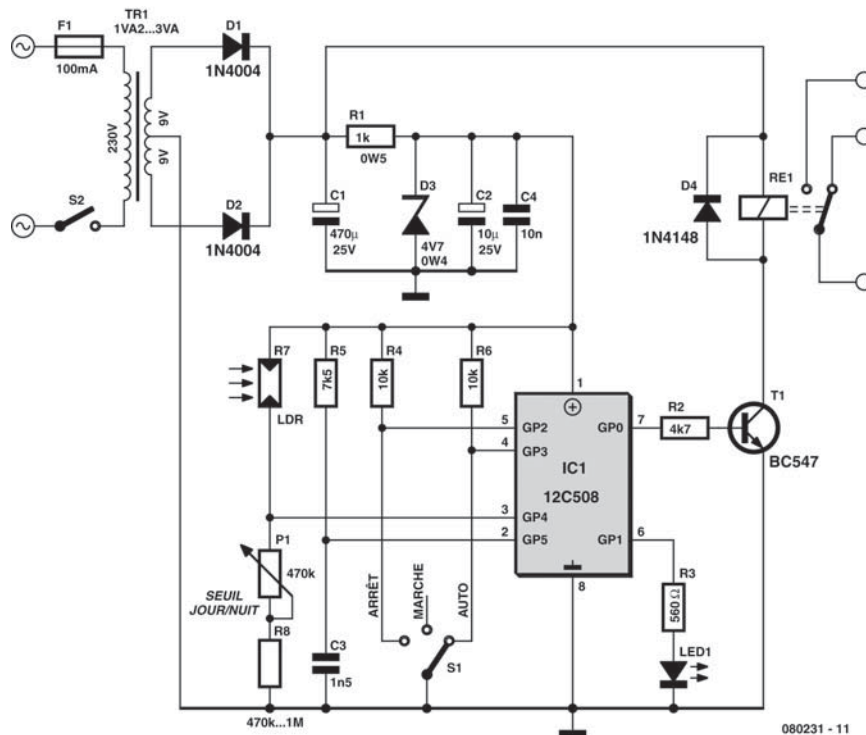
Plutôt que de ne pas partir en vacances, ce qui est aussi une solution (!), nous vous proposons de réaliser ce simulateur de présence intelligent qui devrait donner le change, même si votre habitation est le fruit d'une observation minutieuse.

Comme tous ses homologues, il allume et éteint en effet un ou plusieurs éclairages lorsque la luminosité ambiante baisse mais, alors que de nombreux appareils se contentent ensuite de générer des durées fixes, celui-ci fonctionne pendant des durées variables aléatoirement. Ainsi, alors que les autres appareils sont très vite pris en défaut par une simple

observation journalière en raison de leur trop parfaite régularité, celui-ci est beaucoup plus crédible du fait de ses durées de fonctionnement inégales.

Son schéma est fort simple car nous avons fait appel à un microcontrôleur ; en l'occurrence un « petit » PIC12C508 de Microchip, très largement suffisant pour un tel usage. Il est alimenté par le secteur et se contente d'une régulation de tension rudimentaire par diode zener. La commande du ou des éclairages est quant à elle confiée à un relais qui, même s'il est moins élégant qu'une solution à triac, interdit toute remontée de parasites du secteur vers le microcontrôleur par temps d'orage par exemple. Il ne faut pas oublier en effet que ce montage doit fonctionner de façon très fiable pendant votre absence, quoi qu'il arrive.

La luminosité ambiante est mesurée par une classique LDR et le seuil de basculement de l'allumage est réglable grâce à P1 en fonction des caractéristiques de cette dernière et aussi de son emplacement dans l'habitation. Notez que l'entrée GP4 du 12C508 n'est pas analogique mais que son seuil de



basculement logique s'accommode fort bien de ce type d'utilisation.

La LED connectée sur GP1 signale le mode de fonctionnement du montage ; mode sélectionné par la mise ou non à la masse de GP2 ou GP3 via le commutateur S1. On dispose ainsi de trois états : arrêt forcé permanent, éclairage forcé permanent et mode automatique qui est le mode d'utilisation normal du montage.

Compte tenu du logiciel programmé dans le 12C508 et de la nécessaire génération de très longs délais afin d'atteindre des durées d'allumage d'une heure ou plus, il a fallu le faire fonctionner à fréquence d'horloge réduite, impossible avec une horloge à quartz. C'est donc au réseau R5/C3 qu'est dévolue cette fonction. Une telle horloge est certes moins stable qu'un quartz mais, dans une telle application, c'est presque ce que nous recherchons...

Nous vous proposons un circuit imprimé qui supporte tous les composants de ce montage à l'exception bien sûr de S1, S2 et de la LDR qui devra être positionnée en façade du boîtier afin d'être sensible à la luminosité ambiante. Ce circuit a été dessiné pour un relais Finder capable de commuter 10 A ce

qui, à moins que vous n'habitez dans une réplique du château de Versailles, devrait s'avérer suffisant pour illuminer votre domicile.

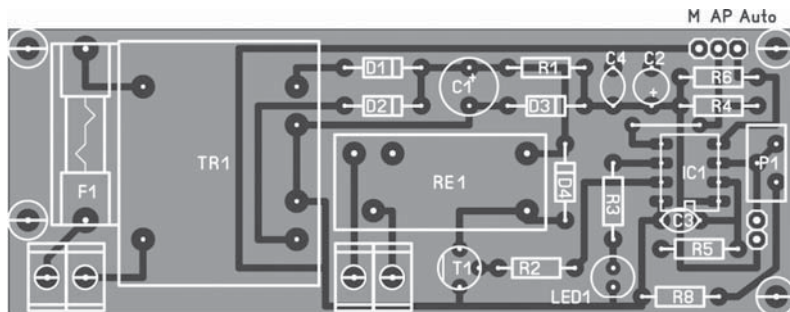
Le programme à placer dans le 12C508 est disponible en téléchargement gratuit sur le site Internet d'Elektor ou bien sur celui de l'auteur :

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com).

Le fonctionnement du montage est immédiat et peut être vérifié en le passant en mode manuel. Le relais doit décoller en position arrêt et coller en position marche. Il ne reste plus ensuite qu'à régler le seuil jour – nuit en agissant sur le potentiomètre P1. Vous pouvez pour cela faire preuve de patience ou bien utiliser un voltmètre, numérique ou analogique, mais alors il devra être électronique afin d'être à haute impédance, connecté entre GP4 et la masse.

Lorsque la luminosité à partir de laquelle vous voulez que l'éclairage soit autorisé à s'allumer est atteinte, ajustez P1 pour lire environ 1,4 V sur le voltmètre. Si cette valeur ne pouvait être atteinte compte tenu des caractéristiques de votre LDR, diminuez ou augmentez si nécessaire R8 pour y parvenir.

Équipé de cet accessoire peu coûteux, votre domicile n'est bien sûr pas devenu une forteresse



### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 1 k $\Omega$ /500mW  
R2 = 4k $\Omega$ 7  
R3 = 560  $\Omega$   
R4,R6 = 10 k $\Omega$   
R5 = 7k $\Omega$ 5  
R7 = LDR  
R8 = 470 k $\Omega$  à 1 M $\Omega$   
P1 = pot. 470 k $\Omega$

#### Condensateurs

C1 = 470  $\mu$ F/25 V

C2 = 10  $\mu$ F/25 V

C3 = 1nF5

C4 = 10 nF

#### Semi-conducteurs

D1,D2 = 1N4004  
D3 = diode zener 4V7/400 mW  
LED1 = LED rouge  
D4 = 1N4148  
T1 = BC547  
IC1 = PIC12C508 (progr. 080231)

#### Divers

RE1 = relais 10 A  
S1 = commutateur rotatif  
à 1 circuit/3 positions  
F1 = fusible 100 mA  
TR1 = transfo, secondaire 2x9 V,  
1VA2 à 3 VA  
4 borniers encartables 5 mm de large  
5 picots

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Dessin de la platine : 080231-1

Fichiers de code-source et .hex : 080231-11.zip

imprenable, mais il devrait moins intéresser les voleurs que ceux qui seront plongés dans le noir pendant de longues périodes de temps, surtout en plein été.

(080231-I)

C.Tavernier -

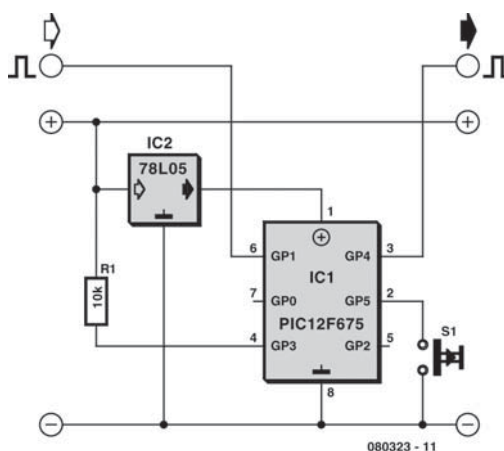
[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

## 062 Commande programmable de servo

JEUX & MODÉLISME

L'objectif du montage décrit dans cet article est de réaliser un inverseur de sens pour servomoteur permettant ainsi d'inverser la commande d'un servomoteur de modélisme par rapport à l'ordre qui est donné en sortie d'une voie de récepteur de radio-commande. Ce module s'intercale par conséquent entre l'une des sorties du récepteur et le servomoteur à commander.

L'une des applications les plus évidentes est l'inversion du sens de rotation du palonnier d'un servomoteur. Cette fonction est utile lorsque toutes les voies du récepteur sont saturées et qu'il est nécessaire de commander un second servomoteur en parallèle avec le premier (avec un cordon en « Y ») mais en inversant le sens de l'un d'entre eux. Dans le cas plus général, il est souvent utile de pou-



voir, de plus, régler aussi indépendamment les positions extrêmes du palonnier ainsi que la position du neutre (lorsque les deux servomoteurs ne sont pas exactement identiques ou bien qu'ils ne sont pas montés de la même façon dans les deux ailes).

La course des servomoteurs de modélisme est codée par l'intermédiaire d'un créneau de largeur variable (*Pulse Width Modulation*). La largeur varie habituellement de 1 ms à 2 ms et la récurrence du signal est de 20 ms (50 Hz).

Les commandes de l'émetteur sont dotées de potentiomètres dont les courses définissent la largeur du créneau de chaque voie. Ces créneaux sont envoyés successivement (autant qu'il y a de voies) au récepteur qui les décode et les présente sur les sorties correspondantes selon leur ordre d'arrivée.

Comme nous le disions, l'objectif est ici d'inverser le débattement d'un palonnier de servomoteur en permettant un décalage manuel de l'ensemble de la plage pour ajustement du neutre de la gouverne (*trim*).

Intéressons-nous à l'électronique. Si nous jouions au jeu des sept familles de microcontrôleurs nous aurions pu lancer à la ronde : dans la grande famille PIC je demande ... le petit futé : le 12F675... Il est en effet assez extraordinaire, une vraie petite merveille à 8 pattes ! Bien qu'il soit vraiment tout petit (DIL8) il est capable de faire énormément de choses.

Le cœur du montage dont on retrouve le schéma ci-contre est en effet un 12F675.

Pour que le montage fonctionne il faudra, bien entendu, qu'il soit doté du fichier .hex requis extrait du fichier 080323-11 (Cf. les téléchargements). Le microcontrôleur ne requiert que trois composants additionnels (si l'on fait abstraction de la rallonge de servomoteurs, l'élément le plus cher de cette réalisation) : un régulateur 5 V (78L05) chargé de fournir la tension d'alimentation, un bouton-poussoir miniature faisant office d'organe de commande et une résistance de forçage au niveau haut (*pull-up*).

L'électronique pourra prendre place sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles de 9 × 6 trous, ce qui permettra de la glisser aisément dans le modèle réduit concerné.

Un petit mot au sujet de la calibration de l'oscillateur interne. Le dernier octet de la mémoire pro-

gramme du 12F675 contient la valeur de calibration de l'oscillateur interne qui permet d'ajuster l'horloge à 4 MHz à  $\pm 1\%$  près. Il faut aller lire cet octet et le sauvegarder au début des manipulations (faire une lecture de la mémoire) car on risque de l'effacer lors de la première programmation.

L'un des aspects les plus importants de cette réalisation est son réglage (lorsque l'on sait quelles conséquences peut avoir une erreur à ce niveau – essayez donc de piloter un modèle réduit en inversant les commandes...).

Attention : il ne faut pas toucher à l'émetteur pendant cette phase – c'est-à-dire pendant la mise sous tension du récepteur – car on mesure le signal de sortie du récepteur quand la commande de l'émetteur est au repos.

On commence tout d'abord par confirmer la mesure du signal d'entrée, très important pour que le calcul du signal de sortie soit correct. Attention : la remarque de ne pas toucher à l'émetteur pendant cette phase vaut ici aussi, pour les mêmes raisons. Si on actionne le bouton-poussoir une seconde fois, on déclenche le décalage progressif du neutre, puis si on le lâche pour le repasser aussitôt, le mouvement s'effectue dans l'autre sens. La sortie du mode se fait automatiquement si le bouton-poussoir n'a pas été actionné pendant deux secondes. Le servomoteur « frétille » un peu pour indiquer la fin des étapes.

Une conclusion s'impose : ça marche très bien et cela ne coûte pas les yeux de la tête...

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Fichiers de code-source et .hex : 080323-11.zip

Vous pouvez, si vous tenez à connaître le fin du fin de ce petit montage, télécharger l'article complet de l'auteur au format .pdf :

080323-I-WF.

### Lien Internet

Fiche de caractéristiques du 12F675

<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/41190c.pdf>

(080323-I)

Gilles Clément

[Clemgill@club-internet.fr](mailto:Clemgill@club-internet.fr)





ché immédiatement après la mise en marche (niveau bas à l'entrée). La cessation de cet état est simplement enregistrée. La pression suivante signifie que l'appareil doit être arrêté. Le micrologiciel du contrôleur doit alors engendrer un état bas à la sortie. Le relâchement du bouton bloque T1 et coupe la tension d'alimentation.

La consommation du circuit proprement dit est nulle à l'arrêt. Il est donc idéal pour les appareils sur pile et accumulateur et devrait précéder un régulateur de tension. Il est aussi branché en amont du régulateur de tension (en aval du redresseur et du condensateur électrolytique) dans un appareil sur le secteur. Le transformateur, démuné d'un interrupteur secteur, consomme toutefois le courant à vide. Il faut aussi veiller à ne pas dépasser la tension

grille-source permise de T1. Elle est de 20 V pour le type IRFD9024 du schéma ! R2 peut être remplacée par un pont si la tension est plus basse. Sinon, il faut dimensionner correctement le diviseur de tension R1/R2.

L'auteur a créé une petite page Web

<http://reweb.fh-weingarten.de/elektor> dédiée à ce projet. Elle permet de télécharger le code source d'un exemple de programmation pour microcontrôleurs AVR (AVRStudio et GNU C) disponible aussi sur [www.elektor.de](http://www.elektor.de). Cet exemple indique aussi comment traiter le problème du rebond du bouton par logiciel.

(080251-I)

Rainer Reusch

## 065 Rétro-éclairage efficace

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

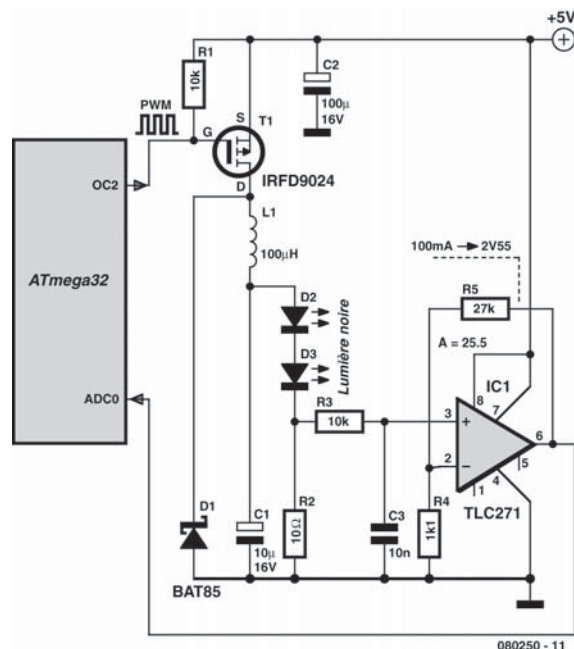
Dans beaucoup d'afficheurs à cristaux liquides (LCD), le rétro-éclairage est un gros consommateur de courant : le courant nécessaire est souvent de l'ordre de 20 à 100 mA. Habituellement, ce courant se règle par une résistance-talon, ce qui provoque des pertes supplémentaires. L'utilisation d'un régulateur à découpage serait beaucoup plus efficace mais plus chère. Sur un LCD, le microcontrôleur n'est toutefois pas très éloigné, en général. Pourquoi ne pas lui demander de régler le rétro-éclairage par programme, d'autant que la précision exigée n'est pas très grande.

Le cœur de notre montage est le FETMOS à canal P, T1 qui est commandé par un signal MLI (modulation de largeur d'impulsion) inversé (actif à l'état bas) du contrôleur. Les composants D1, L1 et C1 forment la constellation usuelle d'un étage de régulation à découpage aval. Le rétro-éclairage est indiqué sur le schéma par les diodes électroluminescentes. Le courant traversant est prélevé par l'intermédiaire d'un *shunt*, filtré et amplifié par l'amplificateur opérationnel à un niveau exploitable par le convertisseur A-N du microcontrôleur. Grâce à R1, le transistor se bloquera de façon sûre quand le microcontrôleur sera réinitialisé (pendant une RAZ, les ports fonctionnent en entrée).

Le montage convient à tous les microcontrôleurs qui peuvent délivrer un signal MLI

inversé d'une fréquence comprise entre 10 kHz et 100 kHz. Un module de programme et programme de démonstration pour contrôleur Atmel (AVR ATmega32) à base de GNU C a été développé pour le montage. Vous pouvez en charger le code-source sur [www.elektor.fr/080250](http://www.elektor.fr/080250) et sur la page de projet de l'auteur :

[reweb.fh-weingarten.de/elektor](http://reweb.fh-weingarten.de/elektor).



Le programme produit sur la broche OC2 (PD7) du contrôleur ATmega32 le signal MLI d'une fréquence de 31,25 kHz (pour une fréquence de base de 8,0 MHz). La largeur des impulsions varie en 256 niveaux. Le gain de l'amplificateur opérationnel est réglé à 25,5. Pour un courant de 100 mA, la tension à l'entrée du convertisseur A/N est donc de 2,55 V. L'ATmega32 dispose d'une référence interne de 2,56 V en moyenne. Pour un courant de 100 mA, la sortie du convertisseur sur 10 bits fournit ainsi la valeur 03FFh. L'exploitation des huit bits de poids fort est toutefois suffisante. La largeur d'impulsion du signal MLI se réglera pas à pas

(régulation intégrale) en fonction de l'écart de réglage.

La simplicité de la solution présentée ne peut pas rivaliser avec celle d'une résistance-talon. Vous pouvez toutefois économiser en vous passant de réglage. Dans ce cas, laissez tomber l'amplificateur opérationnel et sa cour, le logiciel se limitera à l'émission du signal MLI nécessaire. Il ne sera, certes, plus possible de compenser les dispersions de composants et la dérive en température, mais, pratiquement, ce n'est pas toujours indispensable. L'exemple de programme tient également compte de cette variante.

(080250-I)

Rainer Reusch

## 066 Interrupteur secteur sur télécommande

MAISON

Si vous êtes le seul électronicien dans le cercle de votre famille et connaissances, tôt ou tard il sera fait appel à vous. Cette fois, c'est une dame d'une maison de retraite qui m'accoste. Dans sa chambre, l'interrupteur placé près de la porte et l'interrupteur à cordelette à proximité du lit commandent l'éclairage du plafond, au centre de la pièce. Elle préférerait que ces interrupteurs commandent la lampe à socle vu, chez elle, l'absence d'éclairage au plafond. La dite lampe possède un interrupteur pris dans le câble allant à la prise secteur murale, mais il est trop éloigné du lit ce qui la force à se coucher à

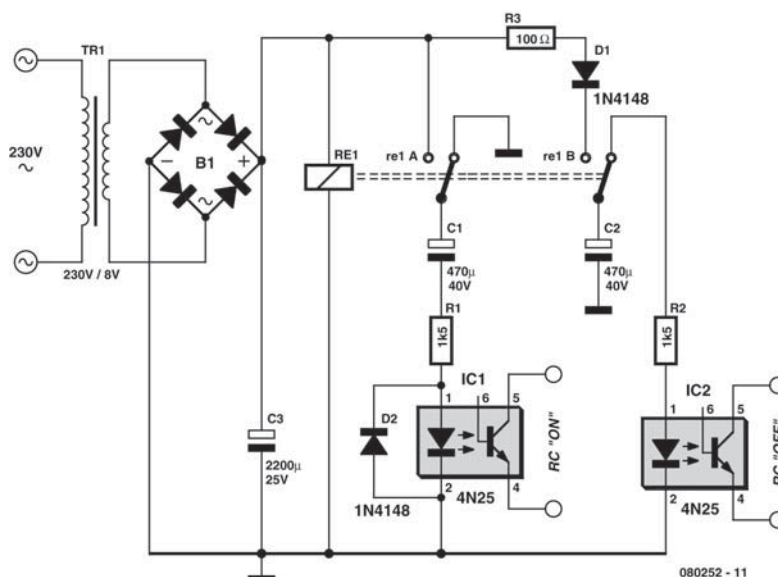
tâtons. Pas question de penser à un interrupteur secteur télécommandé sachant combien il est facile d'égarer la télécommande en question. Pourquoi pas ?

Voici une solution possible. Achetez dans un magasin de bricolage un interrupteur secteur télécommandé et un boîtier encastrable pouvant renfermer la télécommande tout en disposant de la place pour un petit morceau de platine à pastilles. Montez sur cette platine à pastille le circuit réalisé à partir du schéma proposé et ouvrez (avec précaution) la télécommande pour souder des morceaux de fil aux

contacts des boutons-poussoirs « Marche » et « Arrêt ». Vérifiez-en la polarité et si elle existe, connectez-les aux optocoupleurs 4N25 en respectant le schéma, la broche 5 devant avoir un potentiel plus élevé que la broche 4.

Voici comment cela fonctionne :

notre dame tire sur sa cordelette ou actionne l'interrupteur pour allumer la lumière. La tension secteur arrive ainsi au transformateur, le relais colle, entraînant la charge de C1 et la cir-



rant à travers l'opto-coupleur 1. De ce fait, la touche « Marche » de la télécommande est actionnée. La télécommande active la prise correspondante à laquelle est connectée la lampe. Celle-ci s'allume donc. Parallèlement, le condensateur C2 se charge. Si notre dame tire à nouveau sur la cordelette, ou qu'elle agit sur l'interrupteur de la lampe, le relais décolle et C2 se décharge au travers de l'opto-

coupleur 2. Ce dernier pilote le contact « Arrêt » de la télécommande: la lumière s'éteint.

La télécommande est alimentée par sa propre pile, le petit boîtier blanc étant monté à l'emplacement de la plafonnière. La diode D1 assure la décharge de C1 après décollement du relais. D2 fait en sorte que C2 ne puisse pas se décharger via le relais, mais uniquement par le biais de l'opto-coupleur 2.

(080252-I)

Jaap van der Graaff

## 067 Automate d'éclairage extérieur

MAISON

Cet automate allume l'éclairage extérieur dès la tombée du jour et l'éteint après une durée convenue, de manière à ne pas le laisser brûler inutilement toute la nuit.

Le matin, on peut aussi changer de scénario lumineux, en déterminant le moment de rallumer. Au lever du soleil, il s'éteindra tout seul.

On peut le réaliser avec une LDR et un temporisateur. La photorésistance perçoit le déclin du jour et enclenche l'éclairage pour la durée programmée sur l'horloge et inversement.

Mais par souci d'économie et de simplicité, c'est une autre voie qui a été suivie. Une horloge, il faut la mettre à l'heure et corriger ses dérives. Cela demande au moins un écran plus une série de poussoirs.

Partant du principe qu'une LDR est capable de détecter les levers et couchers du soleil et que cet astre « tourne » en 24 heures, il y a là de quoi se faire un garde-temps approprié. Nul besoin de le

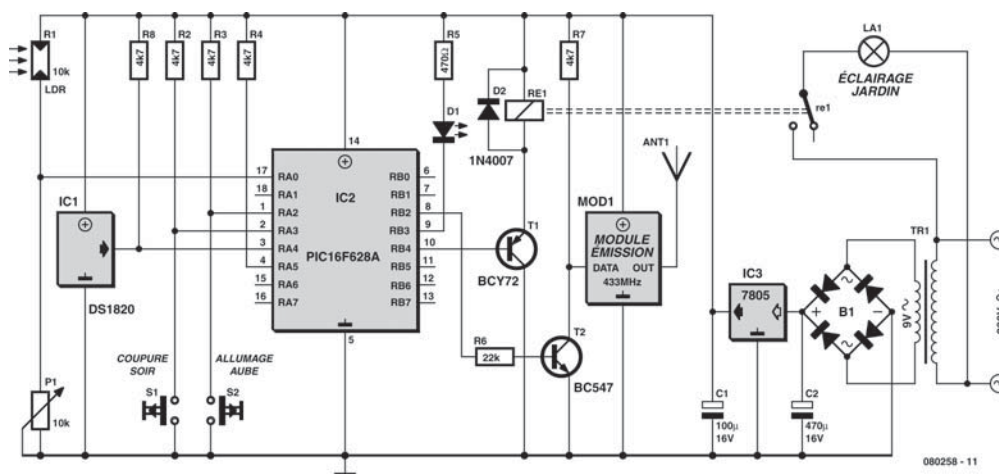
mettre à l'heure, l'antique gnomon (cadran solaire) a trouvé un successeur : l'horloge solaire.

L'automate obéit à un PIC16F628A scandé par son horloge interne à 4 MHz.

Dès l'aurore, un compteur démarre. Il continuera à s'incrémenter jusqu'à l'aube suivante (mise à zéro). Lors du coucher de soleil, la valeur atteinte par le compteur « teller » est mémorisée dans la variable « zontot ». À ce moment, le temps peut se déterminer par la formule :  $t_{\text{ijd}} = \text{teller} - \text{zontot} / 2$

Le projet comporte deux poussoirs pour déterminer les moments de commutation : coupure du soir (S1) et allumage matinal (S2). Ils n'ont d'action qu'après le coucher du soleil.

Si vous poussez sur le bouton S1 le soir (après coucher du soleil, donc quand l'éclairage est en fonction), il s'éteindra désormais à ce moment précis. Si vous actionnez S2 le matin, avant l'aurore, il s'allumera chaque jour à la même heure et ne s'éteindra qu'au lever du soleil.



Ces instants sont enregistrés dans l'EEPROM du PIC, si bien qu'ils ne s'effacent pas en cas de coupure de courant.

Le capteur de température DS1820 et l'émetteur à 433 MHz (un jeu d'émetteur/récepteur bon marché de Conrad) représentés sur le schéma sont en option. Ils permettent de mesurer la température extérieure et de l'envoyer au récepteur dans la maison. La température extérieure est transmise au format d'un octet, émis chaque minute, avec un débit de 1200 bits/s (8 bits, sans parité) et sous une résolution d'un demi degré, ce qui donne :

$-2 = -1^\circ$ ,  $0 = 0^\circ$ ,  $2 = 1^\circ$  etc.

Le capteur et l'émetteur peuvent être omis sans conséquence.

Voici comment procéder pour le réglage. Ajustez le potentiomètre de manière à ce que la LED s'allume dans l'obscurité et s'éteigne quand il fait clair.

Laissez ensuite fonctionner le circuit sans y toucher un jour complet pour qu'il puisse se synchroniser spontanément sur le rythme solaire.

Vous pourrez alors utiliser les deux poussoirs pour fixer les moments de commutation.

### Téléchargements

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Codes source et .hex : 080258-11.zip

(080258-1)

Wim de Jong

## 068 Clignotant d'alerte à LED haut rendement

DIVERS

Ce circuit était destiné à alerter les usagers de la route d'un danger dans l'obscurité. Mais il peut aussi bien servir à la signalisation d'un vélo (si la législation le permet).

Seules des LED blanches s'indiquent comme feu avant de bicyclette (pour voir la route), les rouges comme feu de position à l'arrière.

En journée, deux cellules solaires de 1,6 V chargent deux accumulateurs AA. Dans l'obscurité, il n'y a plus de tension sur les photopiles, la batterie prendra automatiquement le relais.

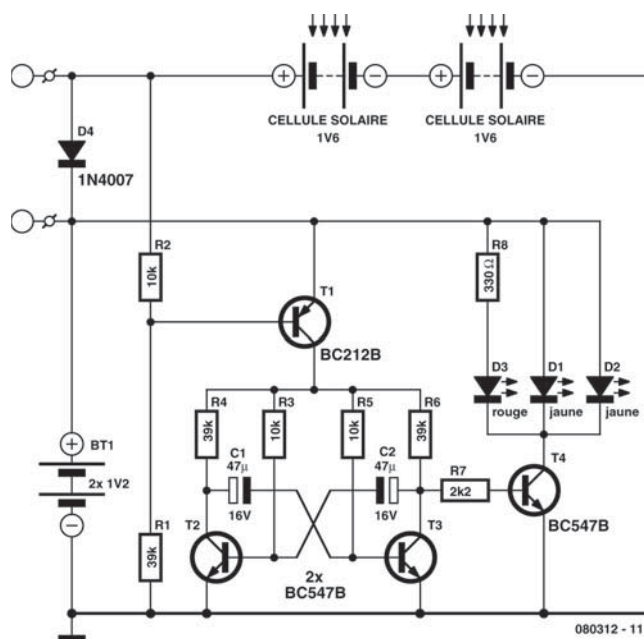
La fréquence de clignotement avoisine un coup par seconde et la durée d'allumage, 330 ms. Un rapport cyclique qui devrait permettre de tenir jusqu'au bout de la nuit.

Le circuit se compose de trois parties. En condition diurne, la batterie se recharge à travers la diode D4. Dans le noir, le transistor PNP T1 passe en conduction et alimente la deuxième partie, un oscillateur à basse fréquence actionné par T2 et T3.

La troisième partie constitue, avec T4, le pilote de LED qui conduit et allume les LED D1, D2 et D3 quand le collecteur de T3 est au niveau haut. Deux des LED, D1 et D2, sont jaunes, à haute intensité (20000 à 30000 mcd), et la troisième, D3, est une

rouge normale, de 3 mm, pour usage général. Il est bien entendu possible d'augmenter le nombre de LED pour une plus forte intensité, mais le courant de collecteur du transistor T4 a des limites. Pour des applications requérant vraiment une forte puissance, il est conseillé de remplacer le vulgaire BC547B par un transistor MOSFET.

(080312-1)



## 069 Commutation automatique de calibre

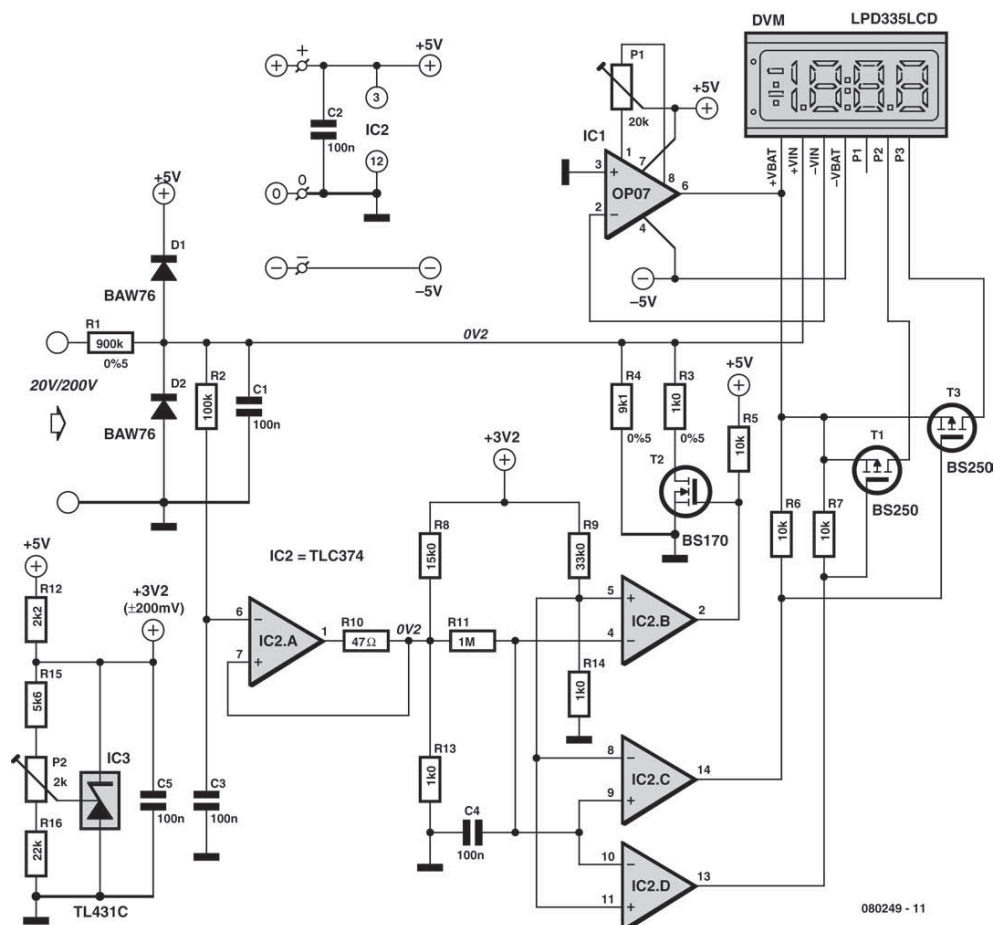
MESURE &amp; TEST

Un module voltmètre numérique à 3 digits  $\frac{1}{2}$  ne coûte pas plus de quelques euros. Les modules font appel, pour la plupart, à un circuit intégré ICL7106 classique. Alimentés sous 9 V (pile), ces derniers ne possèdent que deux plages : 200 mV ou 2 V. Notre électronique additionnelle transforme le module DVM en un voltmètre doté de calibres (plages de mesure) de 20 V et 200 V – et ce avec une commutation automatique. Il faut pour cela remplacer la pile par une tension symétrique reliée à la masse de  $\pm 5$  V. De plus, on génère, par le biais d'un TL431C au prix très abordable, une tension de référence ajustable de 3,2 V. Le schéma représenté utilise un module LCD doté d'une plage de mesure fixe de 200 mV. Deux des trois contacts qu'il

comporte seulement sont utilisés pour la commande du point décimal.

Intéressons-nous au fonctionnement du montage : IC1 se charge de la conversion du potentiel référencé à la masse de la tension à mesurer par le module DVM. Cette partie du montage repose sur une astuce concoctée par Carsten Weber (040115) et publiée dans le numéro d'Elektor de novembre 2005.

Une tension d'entrée inférieure à 20 V est, par le biais de R1 et R4, abaissée d'un facteur 100. Le transistor T2 bloque, R3 n'ayant donc pas d'influence sur le rapport de division. On observe, sur le diviseur de tension R8/R13, une chute de tension de 200 mV, en raison de l'impédance élevée de





la sortie à collecteur ouvert du comparateur IC2.A. Si la tension d'entrée dépasse la valeur de 20 V, IC2.A bascule et la tension au niveau du diviseur R8/R13 chute en-dessous de 20 mV. Parallèlement, le comparateur IC2.A passe au niveau haut et T2 entre en conduction. R3 se trouve maintenant prise en parallèle sur R4. Il en résulte un facteur de division de 1000 (plage 200 V). De par ce facteur de division plus élevé, la tension d'entrée pour IC2.A chute bien évidemment. Pour éviter que ce comparateur ne rebascule (ce qui se traduirait par une oscillation de l'ensemble), R10 doit être choisie de manière à ce que l'on obtienne déjà, au niveau du diviseur de tension R8/R13, la valeur inférieure à 20 mV évoquée plus haut. Mathématiquement (R10 en parallèle à R13) cela donne de l'ordre de 9,6 mV. Dans la pratique on a quelque 18 mV, la résistance du transistor de sortie intégrée dans le comparateur jouant un certain rôle. Cela signifie que l'électronique revient à la plage de mesure plus sensible, lorsque la tension d'entrée tombe en deçà d'une valeur de 18 V environ. Il est possible, en jouant sur la valeur de R10 d'ajuster cette hystérésis. Les condensateurs à film C1, C3 et C4 éliminent les parasites et donnent une certaine inertie à la commutation de calibre. On évite ainsi une commu-

tation à répétition dans la plage-frontière séparant les deux calibres.

Les deux comparateurs restants de IC2 fournissent des niveaux de sortie, fonction du calibre, et de polarité inverse. Les points décimaux du module DVM correspondant au calibre sont pilotés par des FET à canal P.

Le montage comporte deux potentiomètres ajustables. P1 sert à ajuster l'offset de l'amplificateur opérationnel (IC1). P2, sert quant à lui au réglage du seuil auquel se fait le changement de calibre. Pour cela, on commence par positionner l'ajustable de manière à obtenir la tension de référence maximale possible (3,4 V environ). La seconde étape consiste à appliquer la tension à l'entrée, se traduisant par l'apparition d'un 19,99 sur l'affichage (dans le cas idéal, une tension de 19,99 V). On joue ensuite sur P2 jusqu'à ce que l'on ait changement de calibre. À titre de contrôle, on diminuera la tension d'entrée, afin de forcer un changement de calibre, pour ensuite la faire recroître progressivement. On aura trouvé le point de réglage idéal lorsque l'on constate une commutation de calibre avant de voir s'afficher « Overload » sur l'écran du module DVM.

(080249-I)

Rainer Reusch

## 070 Câble de données en convertisseur d'interface

MICRO-INFORMATIQUE

Un circuit avec microcontrôleur n'est pas à la page s'il ne peut pas être raccordé à un ordinateur portable. On pourrait bien entendu opter pour un des nombreux convertisseurs USB/série et équiper le circuit du contrôleur d'un convertisseur de niveau type MAX232. Toutefois, un rééquipement avec un convertisseur de niveau est parfois laborieux si le circuit se trouve déjà dans un boîtier. Mentionnons par exemple les divers routeurs Internet détournés de leur utilisation première (avec un autre micrologiciel) par des utilisateurs fûtés.

Il existe une solution simple et pas chère ne demandant qu'un peu de soudure et d'huile de coude. Les anciens portables n'offraient pas encore de raccordement USB à un PC. On offrait (offre) donc des câbles spéciaux pour ces appareils comportant un convertisseur d'interfaçage. Même la conversion du niveau RS-232 au niveau logique était intégrée. Pourquoi ne pas utiliser un tel « câble de données » ? On peut l'acquérir à très bas prix sur

Internet. Il présente aussi l'avantage de fournir +5 V à partir du PC pour alimenter quelques petits circuits. L'auteur ne peut que recommander le type de câble « KQU08A » prévu pour les portables C55 de Siemens.





La « conversion » est en principe un jeu d'enfant : on coupe simplement « l'extrémité portable » et on soude une barrette de connexion femelle pour cinq broches. La photo indique aussi que l'auteur a fait appel à un bout de platine perforée pour améliorer la stabilité. Le brochage est élémentaire :

jaune = +5 V, rouge = masse, bleu = RxD,  
blanc = TxD et vert = DCD,

ce dernier étant superflu dans la plupart des cas. Il est toutefois préférable de vérifier.

Attention ! RxD, TxD et DCD sont prévus pour 3,3 V et sont actifs bas. Un circuit 5 V peut être attaqué sans problème. Le signal TxD du câble peut être connecté au signal RxD d'un microcontrôleur 5 V car le contrôleur interprète le niveau

presque toujours correctement. En sens inverse, il est préférable que TxD du contrôleur attaque RxD du câble par l'entremise d'un diviseur de tension (résistances 1,8 et 3,3 k $\Omega$ ). La résistance 3,3 k $\Omega$  peut être remplacée par une diode zener 3,3 V. La charge de la ligne 5 V ne devrait pas dépasser 100 mA.

Avant de passer aux actes, il est préférable de raccorder le câble à un PC, d'installer les pilotes fournis et de vérifier qu'un port COM virtuel a été créé. Interconnectons RxD et TxD. Un programme de terminal sans écho local permettra de vérifier que ce qui est envoyé est aussi retourné à l'expéditeur.

(080321-I)

Michael Gaus

## 071 Éclairage de cycle à LED

## DIVERS

J'ai toujours utilisé, sur mon VTT les fameuses LED clignotantes vendues en supermarché. Combien de fois ne me suis-je pas trouvé à bout de piles ou de LED défaillantes ? Étudiant en électronique, j'ai pensé que l'on « devait pouvoir faire mieux ».

J'ai commencé par acheter une nouvelle roue avant incorporant une dynamo (dans l'axe). Cette dernière fournit un joli sinus de 30 Vcc (hors charge).

J'ai imaginé, à partir de cet élément, une alimentation simple. Les transistors de ce montage sont des BD911. Ils sont sûrement surdimensionnés, mais nous en avions en pagaille à l'école. Pas d'inconvénient à opter pour un peu moins gros.

Ce dernier alimente alternativement l'éclairage avant et le feu arrière. Sa fréquence de travail dépend de la constante

RC définie par R3 et C3 et R2 et C4 respectivement. Cette durée répondant à la formule suivante :

$$\begin{aligned} T &= R_3 \times C_3 \\ &= 20 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-6} \\ &= 0,2 \text{ s.} \end{aligned}$$

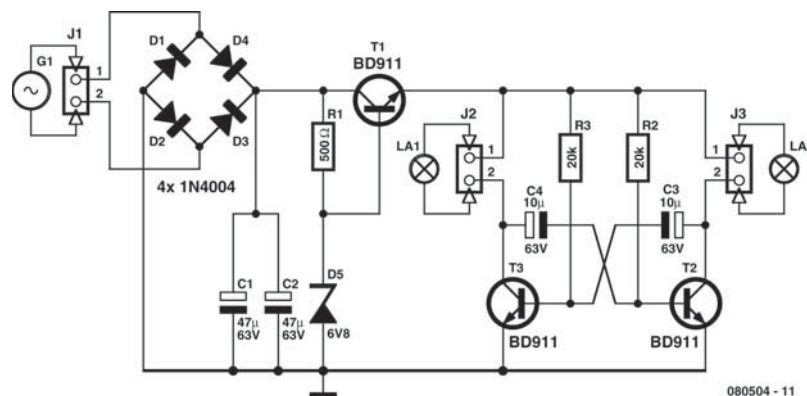
R2 et R3 peuvent également être des 22 k $\Omega$  (une valeur très courante), la différence est faible.

Un petit morceau de circuit d'expérimentation à pastille reçoit six LED, dont chaque paire est dotée d'une résistance-talon. Ce montage est réalisé en double, en LED blanches à l'avant et en LED rouges pour l'arrière. La platine centrale est montée bien à l'abri sous la selle : elle fonctionne depuis plus d'un an déjà.

Il y a bien quelques points qui mériteraient d'être modifiés lors de la réalisation d'une nouvelle version : ajout d'un interrupteur marche/arrêt par exemple, utilisation de composants CMS qui permettrait de monter la platine de commande dans l'éclairage avant, ce qui simplifierait le câblage. Actuellement le câble va de la dynamo à la selle et de là vers l'éclairage avant et le feu arrière.

(080504-I)

Gatze Labordus



## 072 Silencieux de télé

AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO

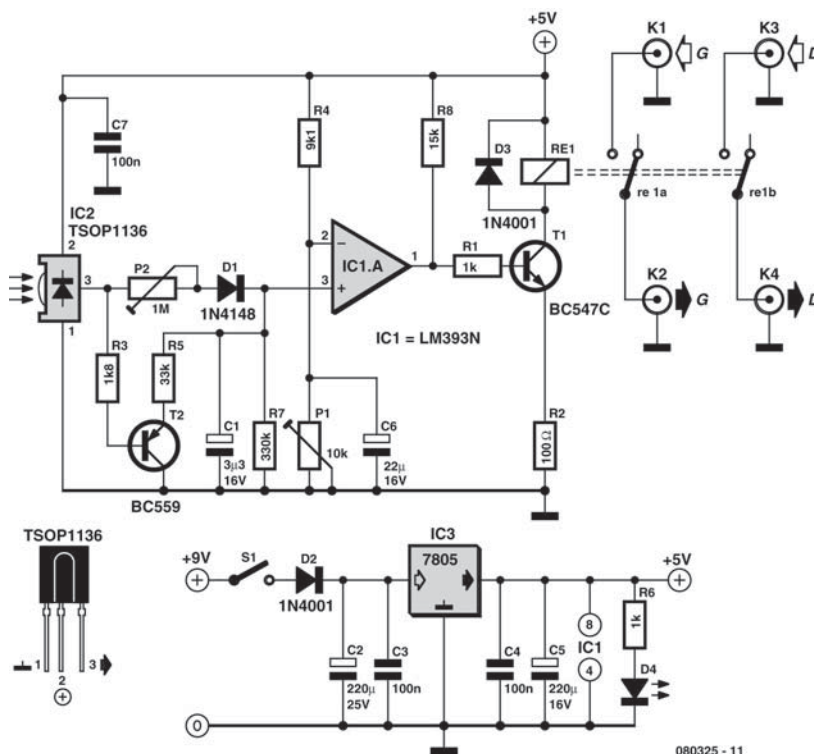
De nombreux de foyers sont encore équipés de beaux téléviseurs cathodiques. Pour améliorer le son, vous les connectez sur l'installation stéréo, cela ne pose, en règle générale, aucun problème. Les adaptateurs de prise Péritel vers RCA (Cinch) ne manquent pas chez les marchands d'accessoires.

Votre plaisir n'est plus aussi grand si, sur votre téléviseur, les sorties audio de l'embase péritel ne commutent pas silencieusement quand vous changez de chaîne. Cela donne même lieu, à l'occasion, à des crêtes de signal très désagréables que les haut-parleurs de l'installation stéréo restituent comme ils peuvent par de violents et très désagréables claquements. La pose d'un silencieux est, alors, recommandée.

Le silencieux que nous proposons est commandé par le signal IR de la télécommande. Il existe des modules récepteurs tout faits et bon marché (comme l'est d'ailleurs le TSOP1136 utilisé ici) qui, sur de tels signaux, délivrent des impulsions au niveau bas.

Au montage : sans signal IR, un condensateur se charge à une tension positive par l'intermédiaire de P2 et d'une diode. Cette tension IR est appliquée à l'entrée non inverseuse (broche 3) d'IC1 qui la compare à la tension appliquée sur son autre entrée (broche 2). La tension de comparaison, réglable avec P1 détermine le seuil de commutation du comparateur. Quand IC2 reçoit un signal IR, le transistor T2 conduit, si bien que la tension sur C1 descend rapidement en-dessous du seuil de commutation réglé avec P1. Le transistor T1, d'abord passant, se bloque ensuite. Le relais retombe donc et la liaison audio à l'installation stéréo est coupée pendant toute la durée du pénible changement. Rien de plus simple !

En l'absence de tension de 5 V stabilisée, vous pouvez la fabriquer sur le modèle décrit à la partie inférieure du schéma avec le régulateur de tension de 5 V associé à un bloc d'alimentation simple (non stabilisée) qui délivre quelque 9 à 12 V au 7805 (IC3).



Si votre relais est un exemplaire à contacts de repos au lieu de contacts de travail, intervertissez les deux signaux sur les broches 2 et 3 d'IC1 : le relais collera au lieu de retomber à la réception d'un signal IR. Vous économiserez un peu de courant, puisque le relais ne sera alimenté que lorsque vous pitonneriez. Si vous ne trouvez pas d'utilisation judicieuse

au second comparateur d'IC1, mettez la broche 6 du circuit intégré au +5 V et la broche 5, à la masse.

Protégez le capteur IR par un écran contre la lumière directe d'un éventuel tube fluorescent, vous en améliorerez la sûreté de fonctionnement.

(080325-1)

Michael Hölzl

## 073 Petite alimentation de laboratoire

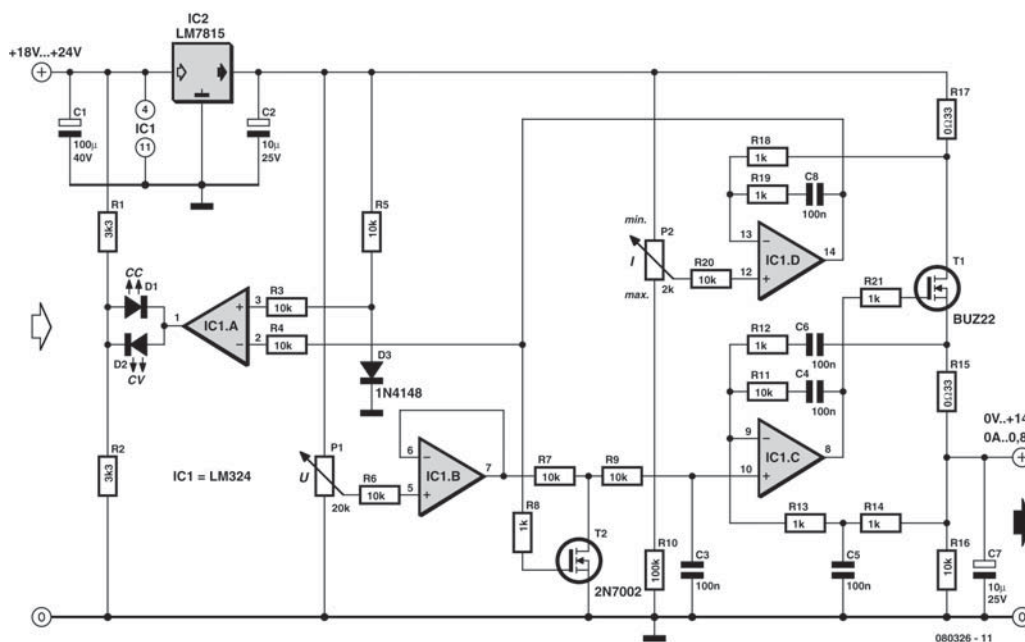
### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

L'électronicien retrouve toujours le moment excitant où il va mettre sous tension pour la première fois le circuit assemblé au prix de tant d'efforts. Une bonne alimentation avec limitation d'intensité réglable est naturellement ce qui convient le mieux.

Malheureusement les alimentations avec de bonnes caractéristiques de régulation sont chères et la construction maison n'est pas simple non plus. Beaucoup d'alimentations actuelles sont des produits bon marché basés sur des régulateurs à découpage qui délivrent bien un maximum de courant, mais accusent aussi une forte ondulation résiduelle. De gros condensateurs à la sortie (qui se déchargent en cas de défaut dans le circuit à tester) et des dépassements de la régulation sont d'autres caractéristiques regrettables.

L'alimentation de laboratoire présentée ici offre pour de petites charges une solution simple et maîtrisable, avec des composants standard et toutes les propriétés des « grandes sœurs ». Côté entrée, il faut une tension de 18 à 24 V, fournie par exemple par une l'alimentation d'un vieil ordinateur portable. On évite ainsi un transformateur et un filtrage coûteux. La tension négative auxiliaire n'est pas nécessaire non plus, néanmoins la tension de sortie est réglable presque jusqu'à zéro.

L'un des problèmes des alimentations avec régulation en courant est justement la résistance nécessaire à la mesure d'intensité. Il faut en principe qu'elle soit suivie par un amplificateur différentiel. C'est pourquoi on rencontre souvent des circuits limiteurs d'intensité au lieu de régulations stables. La solution proposée ici contourne le problème en



mettant à contribution un régulateur de tension fixe bon marché avec un niveau défini pré-réglé. On peut ainsi réaliser simplement et sans problème la mesure et la régulation d'intensité.

La pré-régulation est confiée à un LM7815. Sa tension de sortie est amenée par R17 pour la mesure d'intensité au MOSFET T1, piloté par l'amplificateur opérationnel régulateur de tension IC1.C. La bande passante est limitée par R11 et C4, pour éliminer les tendances à l'oscillation à fréquence élevée. La résistance R15 garantit que les charges capacitives à faible résistance interne ne déstabiliseront pas la régulation. La contre-réaction en alternatif par R12 et C5 autorise de gros condensateurs en sortie. La contre-réaction de la composante continue passe par le filtre passe-bas R14/C6, ce qui compense la chute de tension sur R15. Le condensateur C7 à la sortie assure une faible résistance interne vis à vis des charges à fréquence élevée, alors que R16 purge le condensateur de sortie en cas de réduction de la consigne sans charge connectée.

La régulation en courant est l'affaire de IC1.D. Pour assurer la stabilité, la bande passante est limitée ici aussi par R19 et C8. Si la chute de tension aux bornes de R17 dépasse la valeur fixée par P2, la limitation d'intensité entre en action et T2 commence à conduire. La tension d'entrée de la régulation de tension s'en trouve réduite jusqu'à ce que l'intensité s'établisse à la valeur réglée. Le réseau R7, R8, C2 empêche la régulation en courant de provoquer des dépassements et permet l'alimentation de charges inductives sans entrée en résonance.

Le réglage de l'alimentation se fait exclusivement par des tensions de commande, si bien que P1 et P2

peuvent être remplacés par des convertisseurs numérique/analogique ou des potentiomètres numériques pour permettre le pilotage par un microcontrôleur. L'amplificateur IC1.B fonctionne comme convertisseur d'impédance, de telle façon que les caractéristiques dynamiques de la régulation en courant ne varient pas en fonction de la position de P1.

L'amplificateur IC1.A est monté en comparateur, les deux LED montées en sortie affichent l'état de la régulation en courant ou en tension. Si D2 s'allume, la régulation de tension est active. L'allumage de D1 signale l'activité de la régulation en courant, par exemple en cas de court-circuit. Ainsi ce circuit présente toutes les qualités d'une alimentation de laboratoire de prix. Le circuit autour d'IC1.A peut être économisé si on n'a pas besoin d'un affichage de la régulation.

L'amplificateur opérationnel est un LM324, parce que sa plage de tension d'entrée, contrairement à beaucoup d'autres, commence à zéro volt. On peut aussi utiliser des amplificateurs *rail-to-rail*. Le type des MOSFET à canal N n'est pas critique. Pour T1, il peut s'agir par exemple de BUZ21, IRF540, IRF542 ou 2SK1428. Le 2N7002 peut être remplacé par un BS17. Les condensateurs doivent être isolés à 35 V ou plus. Les résistances R15 et R17 doivent pouvoir dissiper au moins 0,5 W. Un refroidissement suffisant est obligatoire pour le pré-régulateur et T1. Si le radiateur est commun, le montage doit être isolé, parce que les languettes d'IC1 et T1 ne sont pas au même potentiel.

(080326-1)

Alexander Mumm

## 074 Commande externe de lampe à éclat

JEUX & MODÉLISME

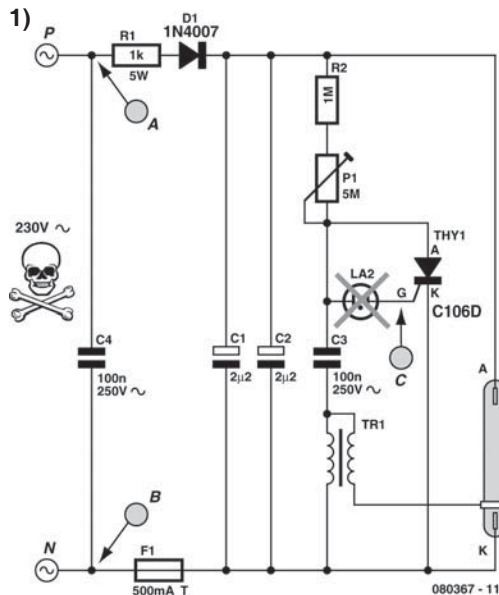
Le catalogue de Conrad propose un stroboscope (réf. 580406) qu'il est facile de compléter avec une entrée de déclenchement séparée galvaniquement.

La **figure 1** reproduit le schéma d'origine du stroboscope. Nous en retirons la petite lampe au néon (prévue pour l'allumage régulier du tube à éclat) et nous montons le circuit d'extension de la **figure 2** connecté aux points repérés A, B et C. Nous obtenons ainsi un montage qu'un signal extérieur permet d'activer.

Le thyristor de la platine du stroboscope (un C106D de ON Semiconductor) ne demande que 400 A pour

s'amorcer. Une tension redressée d'environ 8 V est obtenue à partir du secteur par le diviseur de tension R1/R2/R3, la diode D1 et le condensateur C1. Avec les composants choisis, elle peut débiter un courant de 1 mA. Via le transistor du photocoupleur et le diviseur de tension R4/R5, on peut en tirer une impulsion de déclenchement (d'environ 100 µs) pour le thyristor.

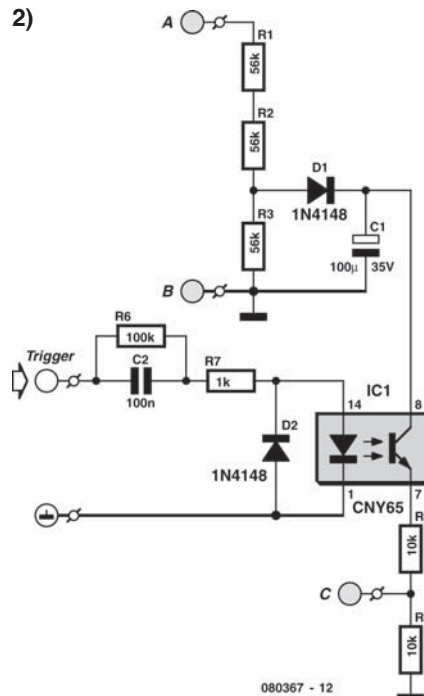
Le signal de déclenchement pour la LED de l'optocoupleur (ou photocoupleur) est fourni via C2/R6 et R7. La diode D2, en parallèle, protège la LED de l'optocoupleur contre d'éventuelles inversions de



polarité du signal de déclenchement. Le réseau différenciateur (C2/R7), à l'entrée, garantit que la gâchette ne recevra qu'une impulsion courte, même si l'impulsion d'entrée dure plus longtemps. La décharge périodique nécessaire de C2 est assurée par R6. Un signal numérique standard de 5 V est suffisant pour commander cette entrée de déclenchement.

Cette extension permet d'obtenir une fréquence de répétition d'un peu plus de 20 Hz. Au-delà, le tube à éclat commencera à clignoter irrégulièrement.

L'optocoupleur choisi est un CNY65 qui permet de réaliser facilement un isolement de classe II (dis-



tance suffisante entre les connexions de la LED, d'une part, et le transistor, d'autre part).

N'oubliez pas : ce montage fonctionne avec des hautes tensions mortelles. Même après coupure de la tension du secteur, vous pouvez avoir affaire à des tensions suffisamment élevées aux bornes du condensateur électrolytique du montage !

(080367-I)

Bernd Oehlerking

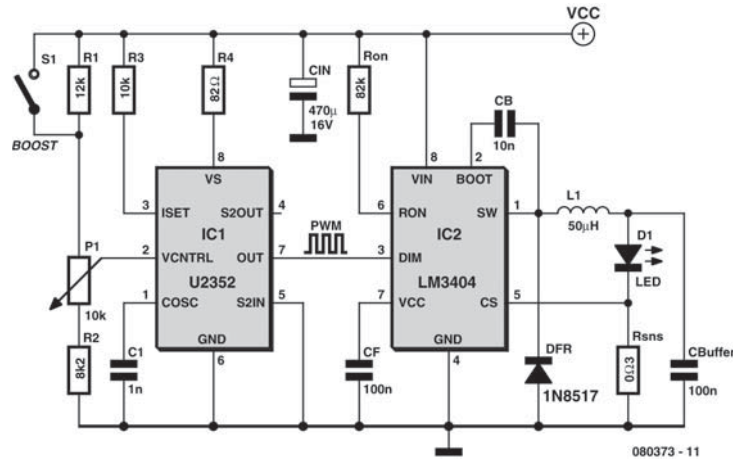
## 075 Convertisseur à découpage pour LED

ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Deux circuits intégrés attendaient encore sur l'établi de l'auteur d'être testés : le régulateur à découpage LM3404 (malheureusement disponible seulement en version CMS) et le générateur MLI (ou *Pulse Width Modulation*) U2352. Ces deux circuits permettent de réaliser un petit gradateur pour LED. La source d'énergie (comme dans la lampe à LED réglable, ailleurs dans ce numéro) est un accu au plomb de 6 V, l'« élément rayonnant » une LED de 3 W (Luxeon). La tension VCC se situe donc entre un minimum de 5,4 V et un maximum de 7,4 V environ.

La partie droite du schéma représente le convertisseur à découpage. Il réduit la tension de l'accu de 6 V aux 4 V nécessaires pour la LED de forte puissance. Comme la tension est réduite, c'est l'inverse pour l'intensité. Du côté de l'alimentation, le courant est inférieur à celui de la LED.

Le LM3404 renferme l'électronique nécessaire et un MOSFET comme commutateur. La tension proportionnelle au courant sur  $R_{\text{SNS}}$  (CS, broche 5 d'IC2) est comparée à la tension de référence interne de 200 mV. Si la tension est inférieure à 200 mV, le MOSFET reste conducteur pendant le



temps fixe  $t_{ON}$ .

Le courant à travers l'inductance et la LED augmente de façon quasi-linéaire. Le temps  $t_{ON}$  est déterminé par  $R_{ON}$  et la tension d'entrée  $V_{IN}$  :

$$t_{ON} = 0,134 \text{ s} \times \frac{R_{ON}}{V_{IN}} = 1,83 \mu\text{s}$$

(avec  $R_{ON}$  en k $\Omega$  et  $V_{IN}$  en V).

Après l'écoulement de ce temps, la commutateur est ouvert et le courant décroît de façon quasi-linéaire à travers la LED et la diode de roue libre, jusqu'à ce que la tension sur  $R_{SNS}$  ( $U_{SNS}$ ) tombe en-dessous de 200 mV et qu'un nouveau cycle commence. Pendant le temps ouvert, aucun courant ne circule de l'alimentation. Le temps de coupure minimal est de 0,3  $\mu\text{s}$ .

L'ondulation du courant est d'autant plus faible que l'inductance est plus grande et la fréquence plus élevée. Pendant le temps  $t_{ON}$ , le courant augmente de façon linéaire, la tension aux bornes de l'inductance est :

$$u_L = U_{IN} - U_{LED} - U_{SNS} = 1,8 \text{ V}$$

Donc

$$u_L = L \left( \frac{I_{LED}}{t} \right)$$

avec  $t = t_{ON}$ , l'ondulation est de 66 mA.

La chute de tension sur  $R_{SNS}$  est de 200 mV pour le courant minimal. L'intensité moyenne est supérieure de la moitié de l'ondulation.

Avec  $R_{SNS} = 0,3 \Omega$ , l'intensité moyenne est

$$I_{min} = \frac{200 \text{ mV}}{300 \text{ m}\Omega} = 667 \text{ mA}$$

C'est à peu près l'intensité maximale pour une LED de 3 W.

On aurait pu régler le courant en adaptant  $R_{SNS}$ , mais il est plus élégant de moduler l'entrée DIM du régulateur par un signal MLI. Ainsi on peut monter pour  $R_{SNS}$  un simple morceau de fil résistant double torsadé.

Le circuit U2352 délivre avec peu de composants extérieurs un signal MLI réglable de 0 à 100%. Le condensateur C1 permet de régler la fréquence du générateur de dent de scie interne, ici aux environs de 10 kHz :

$$f_{osc} = \frac{55}{C_{osc} \times V_s}$$

(avec  $f_{osc}$  en kHz,  $C_{osc}$  en nF et  $V_s$  en V).

La tension triangulaire est comparée à la tension de référence fixée par P1. La sortie du comparateur délivre le signal MLI.

Le signal est acheminé à la sortie par un contrôle logique qui permet de déconnecter si un courant de charge maximal est atteint. Comme nous n'avons pas besoin de cette fonction, elle est désactivée (broche 5 à la masse et broche 3 à  $+V_{CC}$  par R3). La question de savoir si la résistance série R4 du stabilisateur de tension interne est indispensable dans l'absolu n'est pas réglée clairement par la feuille de caractéristiques.

Le signal MLI arrive à l'entrée DIM du LM3404 et produit une lumière modulée à quelque 10 kHz. La touche (ou interrupteur) *boost* porte la sortie PWM au maximum, de même que la luminosité de la LED.

(080373-I)

Jean-Claude Feltes

[jean-claude.feltes@education.lu](mailto:jean-claude.feltes@education.lu)



## 076 Récepteur à réaction

HAUTES FRÉQUENCES

Un récepteur d'ondes courtes à détection directe n'est ni très sensible ni très sélectif. Toutefois une simple compensation de l'amortissement permet d'améliorer considérablement la puissance de réception.

Le circuit supplémentaire est destiné à compenser les pertes dans le circuit oscillant. Un transistor amplifie le signal HF et le ramène dans le circuit oscillant. Avec un gain correctement réglé la réaction compense exactement toutes les pertes. L'amortissement du circuit oscillant est alors com-

pensé parfaitement et présente un facteur de mérite très élevé. Il est possible maintenant de distinguer des émetteurs distants de 10 kHz seulement, et aussi de capter des stations très faibles.

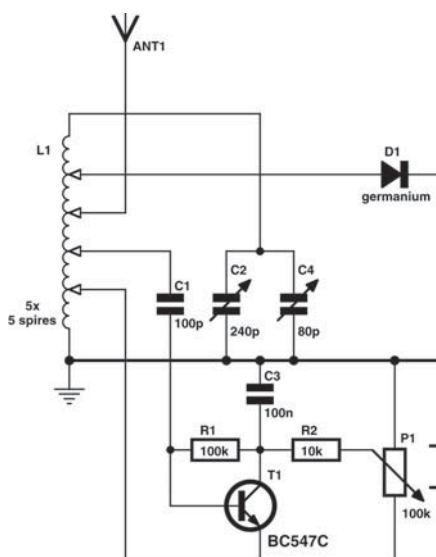
Le condensateur variable utilisé a deux cages, une de 240 pF et une de 80 pF. Connectées en parallèle, elles ont une capacité de 320 pF. La bobine à air a un diamètre de 10 mm et 25 spires avec une prise toutes les cinq spires. Ce circuit oscillant couvre à peu près l'ensemble des bandes d'ondes courtes de 5 à 25 MHz.

Le récepteur d'ondes courtes avec ce circuit de réaction peut être raccordé à un amplificateur, par exemple des enceintes actives de PC. L'antenne n'a pas à être particulièrement longue, un fil d'un mètre suffit. On cherche un émetteur puis on règle la réaction pour obtenir le volume sonore optimal. Si on tourne le potentiomètre trop loin vers la droite, des oscillations spontanées se produisent, le récepteur se change en un petit émetteur. Avec le réglage optimal, ce récepteur à détection directe ne craint pas la comparaison avec un récepteur à ondes courtes ordinaire, sa sonorité est très agréable.

Si vous trouvez qu'un récepteur à détection directe avec pile et amplificateur est déjà trop moderne pour votre nostalgie, vous pouvez simplement supprimer la pile et brancher un écouteur à cristal. Le récepteur fonctionnera aussi sans la réaction, mais avec un volume réduit.

(080387-1)

Burkhard Kainka



## 077 Avertisseur de missives

MAISON

Ou bien, le facteur est-il passé ? Ce projet, est né suite à l'idée d'éviter d'avoir aller vérifier si le facteur était passé un jour de pluie.

Bien évidemment, en été, il pleut sensiblement moins, mais cela peut quand même arriver et cela arrive bien entendu lorsque vous attendez un courrier important ; de plus tout le monde n'est pas en vacances nombre de personnes rentrent chez elles avant de jeter un coup d'œil à leur boîte aux lettres. Il serait sympathique, d'avoir un petit emplacement où l'on pourrait visualiser l'état de la boîte aux lettres.

Jusqu'à très récemment, ce type d'accessoire (de luxe) était l'apanage des villas particulières équipées d'outils de vidéo, nous autres, simples humains, ne ressentions vraiment pas le besoin d'espionner le facteur à l'aide d'une caméra vidéo. L'auteur a donc décidé de fabriquer un petit montage qui dans sa version première ne devrait pas coûter plus de 5 €, addition ridicule si l'on pense que le service est inclus.

Le projet de l'auteur a été monté sur une platine à pastilles et ne fait appel qu'à des composants tout ce qu'il y a de plus courant, le but de la manœuvre

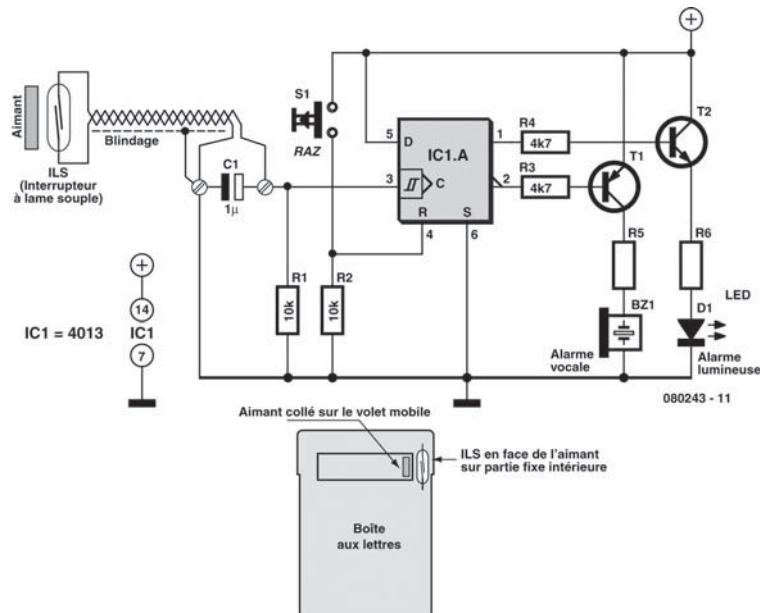
étant de réaliser une électronique simple mais efficace. Dans sa première version, le circuit en question mémorise le passage du facteur (il ne détecte pas le facteur, mais une quelconque missive glissée dans la boîte aux lettres par soulèvement du rabat protégeant l'ouverture de la boîte aux lettres) et peut signaler cet « événement » sous forme lumineuse (LED) ou sonore (buzzer ou encore alarme vocale à base d'ISD25xx, option que l'auteur a rapidement éliminée en raison de la pollution sonore engendrée et de la consommation de courant sensiblement supérieure à celle d'une LED).

Ceux qui tiennent à tout prix à doter leur système d'une alarme de type vocale peuvent jeter un coup d'œil au site de l'auteur qui a lui utilisé celle qui se trouve à l'adresse ci-après avant de l'abandonner. Conrad vend un module en électronique chewingum pour quelque 9 € [1].

Un coup d'œil au schéma permet de constater qu'il est d'une simplicité renversante. Le composant central est un circuit intégré logique du type CD4013 (logique séquentielle), une bascule D avec une remise à zéro et mise à « 1 » prioritaire, active sur niveau haut. Vous pourrez, dans l'encadré, voir la table de vérité de chacune des deux bascules. Elle est plus compliquée qu'il n'y paraît à première vue (CL = Clock, D = Data, R = Reset, S = Set, Q = Sortie Q et  $\bar{Q}$  = Sortie  $\bar{Q}$ ).

Vous pouvez voir que celle-ci ne déclenche qu'une fois sur un front montant.

Ce front, est généré par l'interrupteur ILS (aimanté) puisque ce dernier est sensible à une variation importante du champ magnétique : le simple fait d'ouvrir le rabat mobile de la boîte aux lettres pour y insérer le courrier, permet de générer un changement d'état du contact de l'ILS (Interrupteur à lame Souple, alias relais Reed). Le schéma illustre



les positions respectives de l'ILS et de l'aimant.

L'auteur envisage des tas d'évolutions potentielles de son montage. Vous pourrez faire un tour, de temps à autre, si le sujet vous intrigue, sur son blog [2] pour y voir comment les choses évoluent.

#### Table de vérité du CD4013

CL	D	R	S	Q	$\bar{Q}$
Transition Bas → Haut	0	0	0	0	1
Transition Bas → Haut	1	0	0	1	0
Transition Haut → Bas	x	0	0	Q	Q
Cas indifférent	x	1	0	0	1
Cas indifférent	x	0	1	1	0
Cas indifférent	x	1	1	1	1

#### Liens Internet

[1] Site de l'auteur :

<http://ludvol.free.fr/articles.php?lng=fr&pg=211>

[2] Blog de l'auteur :

<http://lespace-electronique.blogspot.com>

(080243-I)

Mathieu Coustans

## 078 Interface Turbo BDM Lite ColdFire

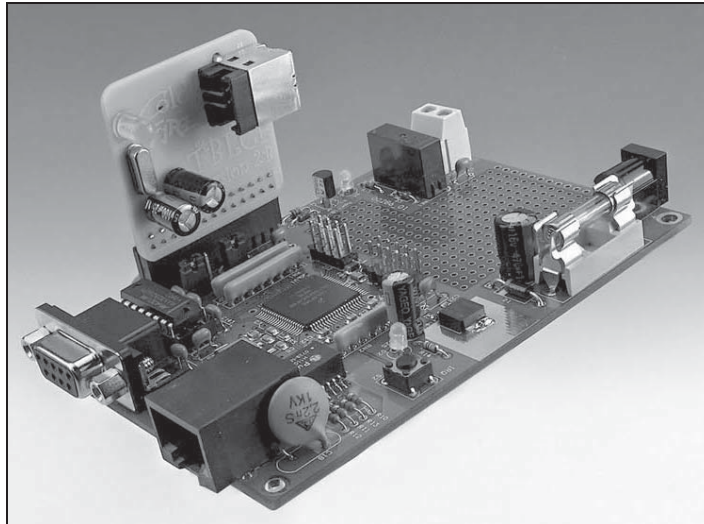
MICROPROCESSEURS

Nous vous avons présenté, dans les numéros d'avril et de mai 2008 d'Elektor, DigiButler, un serveur domotique rustique reposant sur le MCP52231, un microcontrôleur ColdFire de Freescale. Il a été fait mention, dans le second article, de l'interface Turbo BDM Lite ColdFire (TBLCF), une interface de programmation à faible coût 100% Open Source. L'article renvoie à la documentation très riche disponible sur le site de Freescale mais nous n'avions pas eu l'occasion, lors de la finalisation du projet DigiButler, de tester la dite interface vu qu'il n'existait pas à l'époque de version aux normes RoHS du microcontrôleur qu'elle intégrait. Celle-ci existe maintenant et le site Web de Freescale en propose des échantillons gratuits.

On peut obtenir le logiciel et progiciel (*firmware*) du TBLCF par le biais du lien donné en fin d'article. [tblcf\\_v10.zip](#), tel est le nom du fichier dont nous avons besoin ; à noter qu'il est également inclus dans le téléchargement gratuit 071102-11 disponible sur le site d'Elektor. Le fichier .zip comporte un fichier .pdf, [manual\\_v14.pdf](#), qui décrit l'installation des pilotes et explique comment programmer le contrôleur de l'interface. Il suffit d'identifier les différents fichiers nécessaires.

Les pilotes USB (Cf. page 13 du manuel) sont compactés dans [usb\\_driversv10.zip](#). On décompacte ce fichier dans un nouveau dossier créé sur le disque dur. On connecte ensuite l'interface au PC qui ne devrait pas manquer d'afficher un message de détection de nouveau matériel. Si tel ne devait pas être le cas, il faudra examiner d'un œil critique la réalisation de la platine. La LED de l'interface reste « muette » à ce stade des opérations. Suivre ensuite les informations d'installation des pilotes.

La programmation du progiciel requiert les fichiers suivants : [tblcf\\_bt.exe](#) et [tblcf.ads.s19](#). On



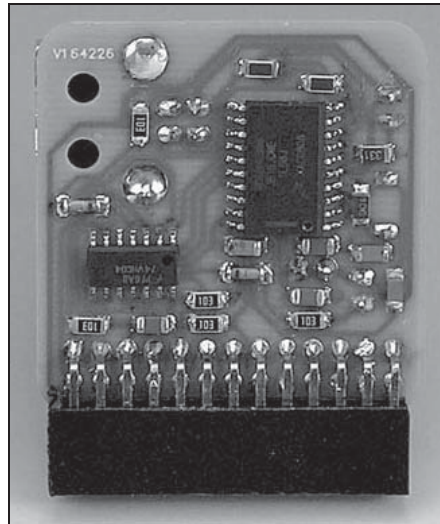
les découvrira dans [tblcf\\_firmware\\_v04.zip\bin](#) et [tblcf\\_v10.zip\pc\\_binaries\\_v10.zip](#) respectivement. Une fois le progiciel programmé, Windows relance une procédure d'installation des pilotes ; il ne restera plus qu'à redémarrer le PC pour finaliser l'installation.

Ceci fait, la LED du TBLCF doit être allumée en permanence si Windows identifie correctement cette interface. Elle clignotera lors d'une communication entre le PC et le système-cible.

L'ajout de TBLCF à l'environnement CodeWarrior6.3 est parfaitement décrit dans le manuel, [tblcf\\_gdi.dll](#) se trouvant dans le même dossier que les pilotes USB. L'objet « Startup file » peut rester ouvert.

Jusque-là, la documentation nous tient bien la main, mais il est un aspect, tout comme dans le cas de l'interface de programmation parallèle décrite dans le numéro de mai, demandant une attention particulière : le paramétrage du programmeur de Flash.

Dans CodeWarrior, ouvrir le menu « Tools → Flash Programmer ». Cliquez sur « Load Settings » et chargez le fichier « setup.xml » se trouvant dans le dossier DigiButler software\SW\_Main\_Board (Cf. le téléchargement gratuit 071102-11). Assurez-vous que dans la fenêtre du Target Processor il est



bien indiqué 5223x. En ce qui concerne le point *Connection* choisissez le TBLCF et assurez-vous que le fichier d'initialisation-cible (*target initialisation file*) est bien M52235EVB\_PnE.cfg.

Cliquez ensuite sur « *Flash Configuration* » et dans le tableau *Device*

optez pour le CFM\_MCF5220\_25 MHz.

Écrasez ensuite setup.xml par un « *Save Settings* » en vue de conserver le paramétrage.

#### Lien Internet

<http://forums.freescale.com/freescale/board/message?board.id=CFCOMM&thread.id=624>

(080448-I)

Luc Lemmens

## 079 Câble USB ↔ RS-232

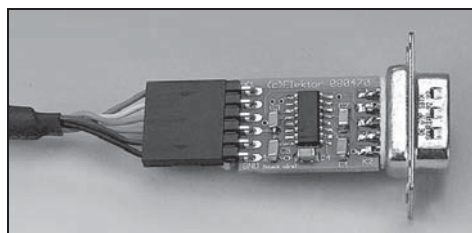
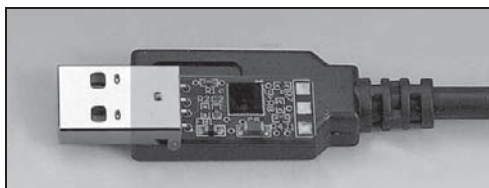
### MICRO-INFORMATIQUE

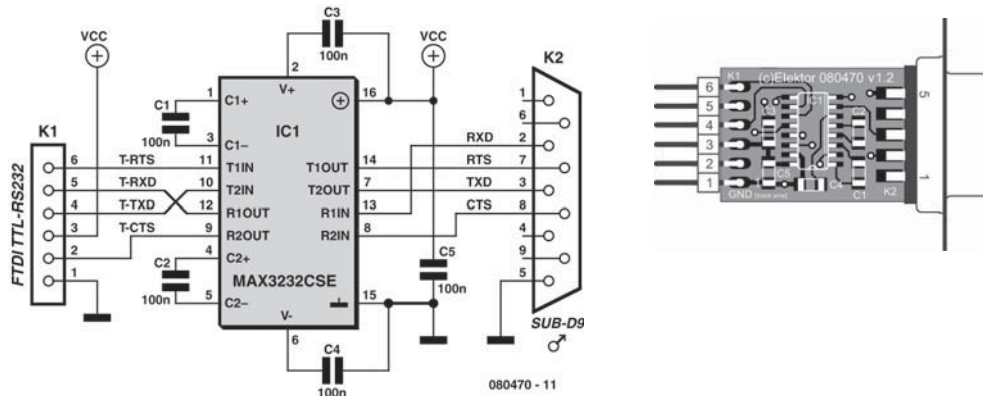
Ce montage permet, à partir de n'importe quel ordinateur pourvu de ports USB, d'attaquer directement un connecteur série simple et traditionnel.

Il adapte à la norme RS-232 les signaux électriques d'un convertisseur USB↔série TTL. En trois mots comme en cent, il transforme donc un port USB en port série standard mais basique : seuls les quatre signaux fondamentaux sont disponibles. Le convertisseur USB↔série choisi ici est le câble (*USB to TTL UART*) TTL-232R-5.0V de FTDI, disponible sous le numéro 080213-71 (Cf. le site).

Les signaux disponibles en logique TTL à la sortie du câble sont, sur la minuscule platine décrite ici, transformés en signaux RS-232.

L'adaptateur de niveau/protocole est un MAX3232 (Maxim). Il comporte deux émetteurs et deux récepteurs, ce qui convient parfaitement à notre convertisseur USB↔série qui propose lui les quatre signaux fondamentaux d'un port série au standard RS-232, à savoir les signaux d'émission TXD





(Transmit Data) et RTS (Request To Send) et les signaux de réception RXD (Receive Data) et DTR (Data Terminal Ready).

Ce sont des pompes à charge internes au circuit qui délivrent les niveaux électriques de 12 V exigés par la norme RS-232. Ce circuit fonctionne aussi bien sous 3,3 V que sous 5 V et supporte ces deux niveaux sur ses entrées/sorties logiques. Il devrait aussi, théoriquement, fonctionner correctement avec la version 3,3 V du câble évoqué plus haut, le TTL-232R-3V3 (nous ne l'avons cependant pas vérifié expérimentalement).

À défaut du câble complet, vous pouvez utiliser le module TTL-232R-PCB (respectivement TTL-232R-PCB-3V3 sous 3,3 V).

Les composants CMS (Composant Monté en Surface) de la série 1206 utilisés ici permettent d'obtenir une platine compacte tout en restant manipulables par un lecteur peu habitué à ce type de composants, qui, en réalisant ce petit montage utile pourra se faire la main (et une opinion quant à sa dextérité pour s'attaquer à des montages à CMS plus complexes).

La réalisation est sans surprise. Commencez par souder le circuit intégré et les condensateurs, puis les connecteurs.

Utilisez une embase autosécable SIL au pas de 0,1" coudée à 90° pour réduire la traction sur le câble. Avec une embase non coudée, le câble et la platine formeraient un angle droit encombrant et inélégant. Le connecteur Sub-D pourra être récupéré sur un vieux câble à condition qu'il soit mâle. Glissez la

### Liste des composants

#### Condensateurs

C1 à C5 = 100 nF/25 V (CMS1206)

#### Semi-conducteurs

IC1 = MAX3232CSE (ou ESE)

#### Divers

K1 = embase auto-sécable mâle à six broches sur une rangée, coudée à 90°

K2 = connecteur SUB-D à neuf broches mâle pour câble

Câble TTL-232R de FTDI, réf. Elektor 080213-71

Morceau de gaine thermorétractile de grand diamètre

platine entre les deux rangées de broches du connecteur pour les souder directement aux plots prévus.

Pour terminer vous pouvez protéger l'ensemble en le glissant dans une gaine thermorétractile de diamètre approprié.

### Téléchargement

Site : [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

Dessin de la platine : 080470-1

### Liens Internet

Fiche de caractéristiques du MAX3232 :

<http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX3222-MAX3241.pdf>

[www.ftdichip.com](http://www.ftdichip.com)

(080470-I)

Antoine Authier



## 080 Ampli de répartition vidéo à 5 sorties

AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO

Les fans de vidéo, amateurs ou professionnels, trouveront dans ce minuscule amplificateur/répartiteur de signal un allié précieux lorsqu'il s'agira de distribuer un même signal vidéo vers différents équipements. Les applications de la présente électronique ne devraient pas manquer. En trois mots, l'amplificateur de distribution se voit appliquer le signal de vidéo composite d'un magnétoscope (VCR) ou d'un générateur vidéo (sortie analogique) et le tamponne de façon à ce qu'il puisse être appliqué à un maximum de cinq entrées d'appareils vidéo différents, moniteur, téléviseur, second magnétoscope, etc. Ainsi, dans un hall, l'image produite par un lecteur de DVD central pourrait être visualisée par cinq

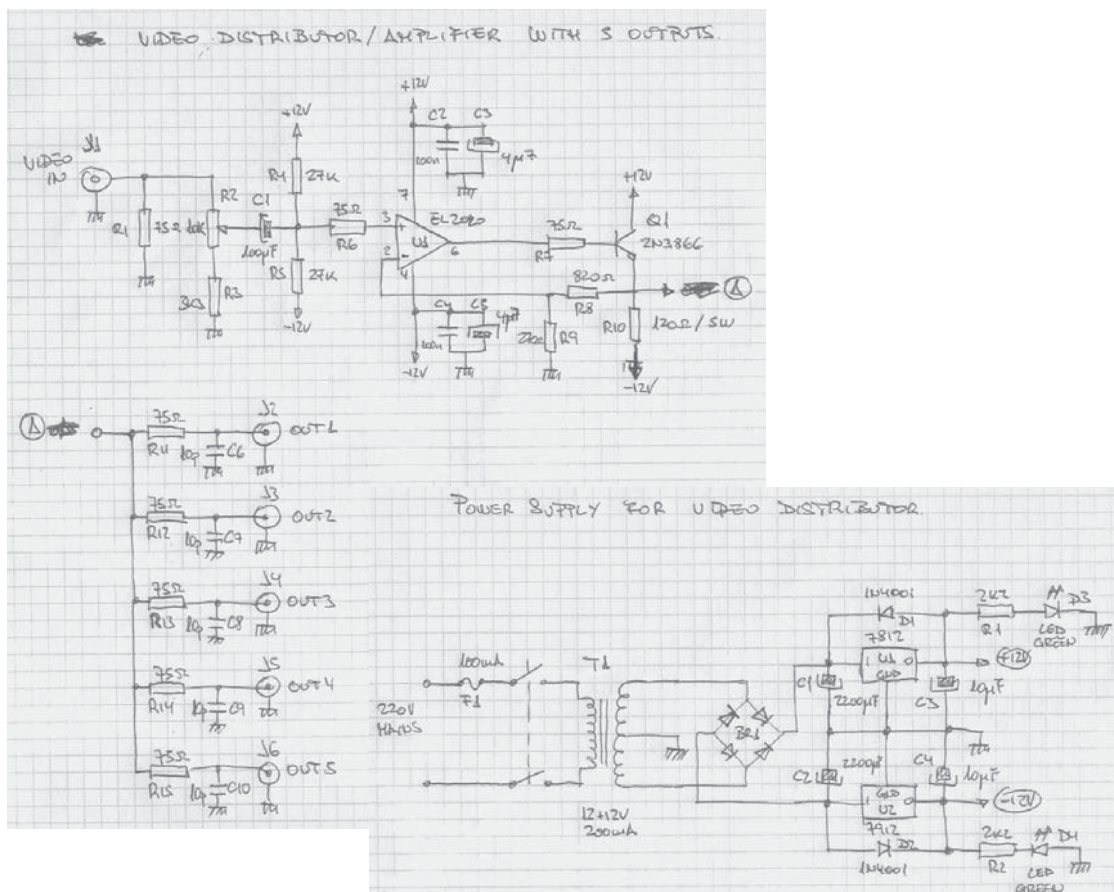
écrans de TV, un ampli distinct se chargeant de la reproduction du son.

Le cœur du montage est un amplificateur opérationnel du type EL2020 (ou similaire) caractérisé par une largeur de bande importante. Il amplifie le signal vidéo appliqué à l'étage d'entrée, le gain étant réglable sur une plage de  $\pm 6$  dB. Le transistor de sortie, Q1, un 2N3866, applique le signal vidéo à cinq sorties conçues pour attaquer des charges d'une impédance de  $75 \Omega$ .

Le circuit est alimenté en  $\pm 12$  V symétrique, tension fournie par une alimentation conventionnelle telle que celle représentée sur le schéma.

(080478-1)

Eduardo Corral





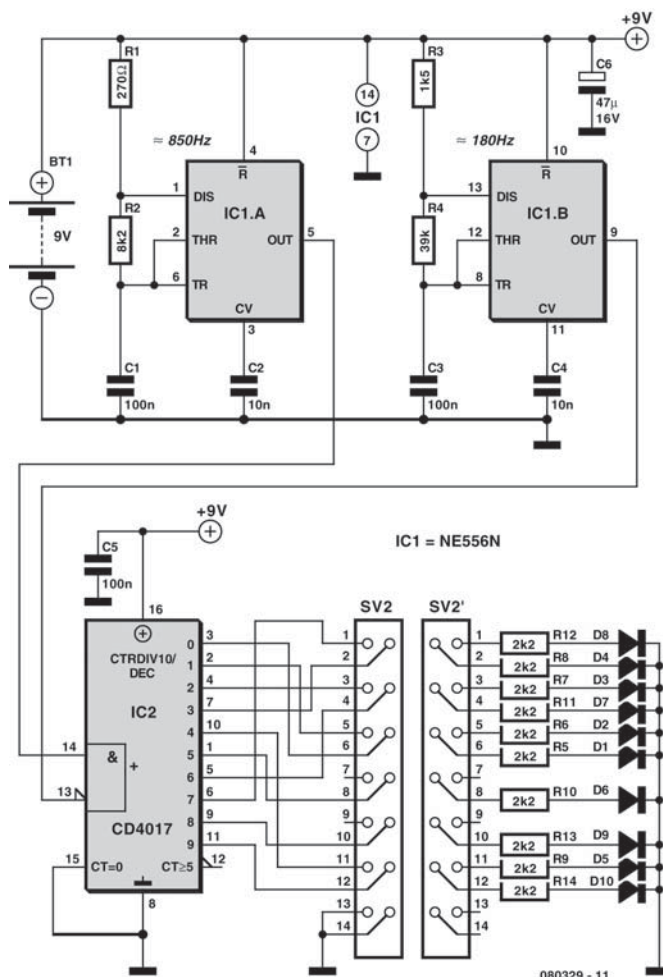
## 081 Scintillement pseudo-aléatoire

JEUX &amp; MODÉLISME

Dernièrement, il était question sur le forum de la façon de faire « scintiller » un certain nombre de LED blanches. Serviabe, l'auteur non seulement a donné un conseil (de faire appel au hasard), mais a développé aussi un circuit adéquat et même la platine nécessaire. Les fichiers Eagle peuvent être téléchargés du site Elektor.

Revenons tout de même au point de départ : un scintillement artificiel se simule au mieux si les différentes sources de lumière s'allument au hasard à une fréquence déterminée. C'est là qu'on constate la difficulté considérable de créer électroniquement un « vrai » hasard. Toutefois le hasard électronique n'a pas besoin d'être absolument parfait pour l'application de scintillement. Pour l'impression visuelle, il suffit que les échantillons *semblent* aléatoires.

Suivant ce principe, l'auteur produit avec les deux moitiés d'un temporisateur 556 des signaux dont les fréquences, divisées l'une par l'autre (850 Hz pour IC1A et 180 Hz pour IC1), ne donnent pas de diviseur entier. De ces deux signaux, un compteur décimal *préparé* (comme John Cage *prépare* les pianos) délivre sur ses dix sorties un motif pseudo-aléatoire qui se modifie lui-même en permanence et ne se répète que très rarement. Pour obtenir ce comportement, le compteur IC2 est attaqué sur l'entrée CLK par le signal à haute fréquence et sur l'entrée CLK-Inhibit (broche 13) par le signal à plus basse fréquence. Le résultat est une « vraie clignotement pseudo aléatoire ».



On peut raccorder des LED directement aux dix sorties puisque l'intensité aux sorties CMOS est limitée à quelques milliampères. Avec des tensions d'alimentation de 10 V ou plus, des résistances série (2,2 à 4,7 k $\Omega$ ) s'imposent pour préserver les sorties du circuit intégré. Pour faire scintiller plus de dix LED, on peut naturellement monter plus d'un de ces circuits.

(080329-I)

Hans-Jürgen Zons

## 082 Testeur d'accu multi-tâches

MESURE &amp; TEST

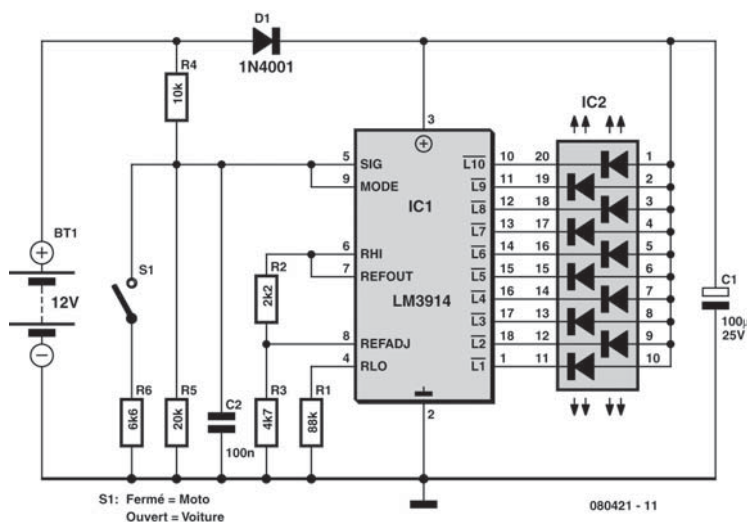
De nos jours, qui dit camping implique le déplacement d'équipements électroniques de toutes sortes utilisés au quotidien ou pour les loisirs. Bien souvent on fait appel pour cela à un accu au plomb attaquant un onduleur, ensemble qui garantit un fonctionnement souple des appareils électroniques.

Dès lors que la source de tension est une batterie acide-plomb rechargeable, il est toujours bon de savoir si l'ensemble dont dépendent vos déplacements voit sa capacité diminuer et s'il faut la recharger. Cette même électronique serait pratique pour vérifier l'état de votre batterie (de 12 V, voiture ou 6 V, moto). Bien qu'elle ne charge quasiment pas la batterie qu'elle sert à tester, il n'est pas question de l'y laisser connecté en permanence.

Le circuit repose sur un classique LM3914, IC1, utilisé pour l'affichage de la valeur de la tension. Les LED donnent l'état de la batterie. Elle est pleinement chargée si la LED du haut est allumée. Si la LED inférieure s'allume il est temps de penser à recharger la batterie ! L'inverseur S1 permet de passer du mode 12 V au mode 6 V. Une diode série, D1, protège le pilote de barregraphe contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation. On pourrait imaginer d'utiliser non pas le présent affichage barregraphe à anode commune mais plutôt des LED individuelles de couleurs différentes qui rendraient mieux ainsi l'état de la batterie.

(080421-I)

Joseph Zamnit



## 083 Normes ISO pour autoradios

AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO

De manière à éviter que chaque fabricant de voiture ne réinvente la roue en ce qui concerne la connexion d'équipements audio sur ses modèles, il a été défini une norme à cet effet. Cette norme a été officialisée par l'ISO (*International Standardizing Organization*). Tant la partie mécanique que les dimensions et les formes ont, en principe, été parfaitement définies. Ce n'est pas sans raison que nous disons « en principe », car nombre de fabricants utilisent les contacts des connecteurs comme bon leur semble.

Audi, Opel et VW sont des exemples classiques vu que ces constructeurs intervertissent, quasi-traditionnellement, les contacts pour alimentation à découpage et alimentation permanente, ce qui a un effet malencontreux sur le nouvel autoradio : une coupure du contact suivie de la sortie de la clé entraîne une perte de mémoire des paramètres. La plupart des fabricants d'autoradio ont, pour cela, prévu une façon simple d'intervertir le câblage.

BLOC A	Alimentation	
1	Impulsion de régime	Un signal de régime impulsif garantit un volume constant ou pilote un système de navigation. Est souvent repéré SCV ( <i>Speed Controlled Volume</i> ), voire GALA ( <i>Geschwindigkeits Abhängige Lautstärke Anpassung</i> )
2	Télécommande / Masse / Silencieux téléphone	Interrompt la reproduction sonore du poste. Il faut pour cela une installation « mains libres » qui, lors d'un appel, force le contact 2 à masse.
3	Télécommande	Varie d'une marque à l'autre.
4	Entrée 12 V permanents, orange (jaune)	Relié en permanence au +12 V de la batterie. Les paramètres mémorisés, tels que stations, volume, date & heure sont conservés lors de la coupure de l'autoradio.
5	Sortie 12 V découpage / Télécommande antenne, bleu	La présence de 12 V sur ce contact fait monter l'antenne. Sert aussi à activer d'autres accessoires tels qu'amplis ou processeurs de signaux audio.
6	Éclairage jaune/noir	Ce n'est qu'après application du 12 V à ce contact que les touches du poste s'illuminent ou qu'il est possible de jouer sur la luminosité de l'affichage.
7	Entrée 12 V découpage, rouge	En cas de présence du 12 V sur le contact 7 (via la clé de contact) il est possible « d'allumer » la radio.
8	Masse, noir (marron)	Connexion à la carrosserie et par conséquent au pôle négatif de la batterie.
Les branchements des contacts 1 à 3 peuvent, en fonction de la marque du véhicule, être intervertis. Le contact 3 sert, à l'occasion, pour un signal de bus variant d'une marque à une autre. Les branchements des contacts 4 et 7 sont souvent intervertis (chez VW, Audi et Opel par exemple). Sur les modèles VW récents le contact 5 sert de connexion +12 V permanents : en cas de montage d'un autre autoradio il faudra déconnecter ce contact (sous peine de réduire très sensiblement les espérances de vie du nouveau poste !).		

Les différents tableaux donnent le brochage des connecteurs tel qu'il est (ou aurait dû être !).

BLOC B	Haut-parleurs
1	+ droite arrière, bleu
2	– droite arrière, bleu/noir
3	+ droite avant, gris
4	– droite avant, gris/noir
5	+ gauche avant, vert
6	– gauche avant, vert/noir
7	+ gauche arrière, marron
8	– gauche arrière, marron/noir

Bloc A



Bloc B



Bloc C



BLOC C	Extensions
1	Line out - Gauche arrière
2	Line out - Masse
3	Line out - Droite arrière
4	Line out - Gauche avant
5	Sortie 12 V antenne/télécommande
6	Line out - Droite avant
7 à 10	Fonction de la marque
11	Entrée téléphone
12	Entrée téléphone - Masse
13	ID CD
14	Fonction de la marque
15	Masse
16	+12 V permanents
17	+12 V découpage
18	Line in changeur CD - Masse
19	Line in changeur CD - Gauche
20	Line in changeur CD - Masse
Les contacts 1 à 6 sont toujours tels qu'indiqués. Seuls des autoradios récents de Becker utilisent le contact 6 en tant que sortie du <i>subwoofer</i> . Les fabricants peuvent utiliser à leur gré les autres contacts.	

Il est donc recommandé (surtout lorsqu'il s'agit de la connexion du bloc A) de vérifier au multimètre si tout est bien branché comme prévu.

(080471-I)

Giel Dols

## 084 Irisations RGB

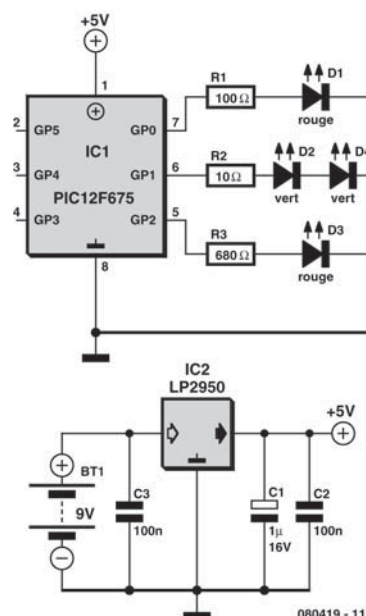
JEUX &amp; MODÉLISME

L'effet d'ensemble que ce projet engendre est une séquence de lueurs qui changent doucement d'une nuance à l'autre. Le microcontrôleur boucle à travers des valeurs aléatoires de rouge, de vert et de bleu pour produire une variété de jolies teintes.

Le logiciel chargé dans le contrôleur interpole d'une gradation à l'autre et chaque couleur primaire est traitée par une voie séparée. L'intensité lumineuse est commandée par une modulation de la largeur d'impulsion (PWM) pour chaque couleur. On utilise une fréquence de 60 Hz pour modifier la luminosité et éliminer tout scintillement.

Il a fallu résoudre le problème de disparité de l'intensité lumineuse entre les LED, certaines brillaient plus que les autres. Les LED bleues rendent une perception plus forte, les vertes sont les plus faibles. On a compensé le tout par l'utilisation d'une plus grande résistance pour le bleu et en mettant deux LED vertes en série pour renforcer la composante verte. Il vous faudra sans doute adapter les valeurs des résistances pour atteindre la meilleure balance chromatique. On a obtenu une diffusion du rayonnement en coupant la lentille des LED à haut rendement utilisées et en les plaçant derrière un diffuseur élémentaire constitué d'une balle de ping-pong.

Ce projet élémentaire pourra fort bien occuper deux heures d'un jour pluvieux. Mais en dépit de sa simplicité, il produira des effets colorés très intéressants. Et si vous en construisez plusieurs, vous



jouirez d'une palette aux incessantes métamorphoses aléatoires.

Vous pouvez télécharger sur le site d'Elektor les fichiers gratuits des codes source et .hex sous la référence 080419-11.zip. Le code a été développé en CCSC.

(080419-1)

Joseph A. Zamnit

## 085 Thermomètre portatif

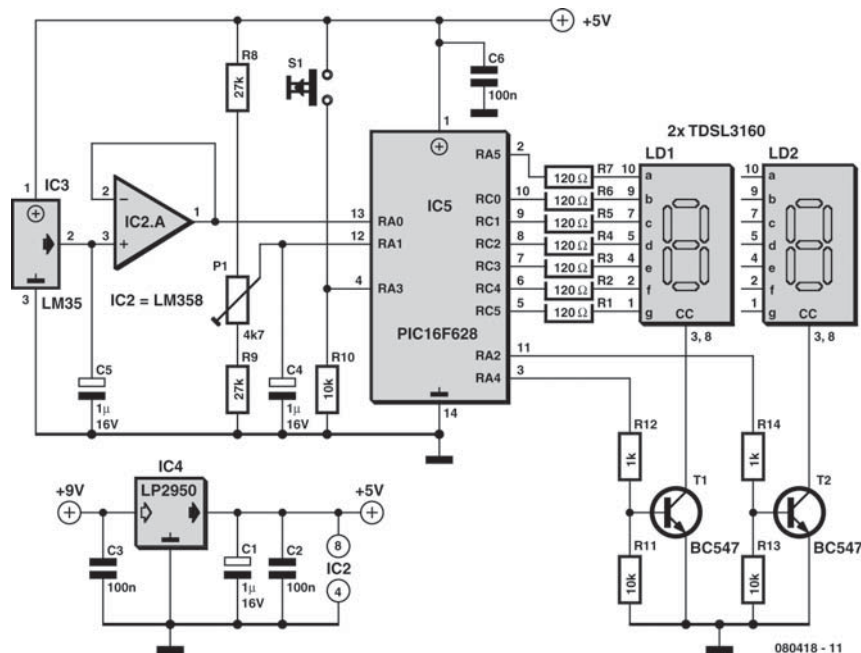
MESURE &amp; TEST

Il est toujours utile de vérifier la température avant toute activité extérieure. Il n'est pas moins agréable de la mesurer sur place aussi. À la première question, la réponse est aisée, on trouve ces températures sur la télé locale ou l'Internet, mais en pleine nature ou à la campagne, la tâche est moins aisée. Le petit circuit décrit ici résout la question, il est d'emploi facile et consomme si peu de courant que les piles ne s'useront pas davantage que pendant leur stockage.

On fait appel à un capteur (IC3) standard, un LM35DZ dont la sortie analogique est tamponnée par un LM358 (IC2A). La tension est appliquée à un

microcontrôleur qui la transforme en code BCD, pour afficher la température en multiplex sur un petit écran à 7 segments. L'affichage s'éteint de lui-même après 30 s environ, sauf si l'on continue à pousser sur S1. De quoi économiser les piles. On repousse ensuite sur S1 et la température s'affiche. Sur le prototype, nous avons utilisé pour cela deux petits afficheurs verts de 14,2 mm à cathode commune. L'instrument mesure des températures entre 0 et 100 °C.

Avant le premier emploi, il faut étalonner l'appareil par comparaison avec une valeur connue. Le potentiomètre ajustable P1 permet de faire varier la lec-



ture d'environ 4 °C. Appuyez sur le bouton et réglez le potentiomètre pour obtenir l'affichage de la température correcte.

Le microcontrôleur choisi est un PIC16F628 à cause des multiples fonctions intégrées et surtout de son oscillateur interne qui dispense d'un quartz extérieur et libère des lignes d'E/S.

Les deux afficheurs à sept segments sont branchés en mode multiplex. Ils sont allumés l'un après l'autre par les transistors BC547. Chaque chiffre est effacé avant d'être activé pour supprimer l'effet de dédoublement d'image. La température est échan-

tillonnée toutes les 30 s de manière à éviter les fluctuations erratiques. Un LP2950 sert à réguler à 5 V la tension d'alimentation. Il s'agit d'un régulateur à faible chute qui peut fonctionner jusqu'à 6 V et tirer des piles la dernière goutte d'énergie. Le thermomètre peut aussi fonctionner sur trois piles AA en série, sans régulateur.

Vous pouvez télécharger le logiciel du PIC sur le site d'Elektor, c'est un fichier archivé du nom de 080418-11.zip. Il a été développé en CCS C.

(080418-1)

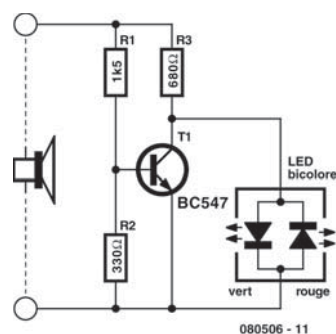
Joseph A. Zamnit

## 086 Wattmètre audio rustique

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Cette électronique de trois fois rien visualise la puissance appliquée à un haut-parleur. La LED duo s'allume en vert à une puissance appliquée de 1 W environ. Elle passe à l'orange à 1,5 W pour devenir rouge à une puissance supérieure à 3 W.

Le circuit est pris en parallèle sur les bornes du haut-parleur, dérivant son alimentation du signal audio. La charge additionnelle de 470 Ω (R1//R3) introduite ne devrait pas gêner un amplificateur quel qu'il soit.



Au cours de la phase positive du signal de sortie on aura, si la tension est suffisante, attaque, via R3, de la LED verte de la LED duo. En cas de tensions de sortie plus élevées, T1 entrera (piloté par le diviseur de tension R2/R1) en conduction entraînant l'extinction de la LED verte.

Pendant la phase négative c'est la LED rouge qui est attaquée via R3, et si la tension atteint un niveau suffisant, elle s'allume. Dans la plage de transition (T1 voit sa conduction augmenter et « étrangle » progressivement la LED verte) la combinaison vert/rouge donne une couleur orangée à la LED duo.

Un dimensionnement judicieux de résistances permet de jouer sur les indications de puissance. Nous

avons opté ici pour des valeurs de salon. Vous serez sans doute étonné de voir à quel niveau il vous faudra mettre votre amplificateur pour obtenir l'illumination des LED !

On pourra utiliser du  $\frac{1}{4}$  W pour les résistances si l'ampli ne crache pas plus de 40 W continus. Au-delà de cette puissance le transistor se trouvera à ses limites, attention donc. T1 étant poussé en saturation, le gain  $H_{fe}$  n'a pas d'importance de sorte que l'on pourra utiliser tout type comparable. Les puissances indiquées correspondent à des haut-parleurs de 4  $\Omega$ , dans le cas de haut-parleurs de 8  $\Omega$ , il faudra diviser par deux toutes les valeurs de résistances.

(080506-I)

Michiel Ter Burg

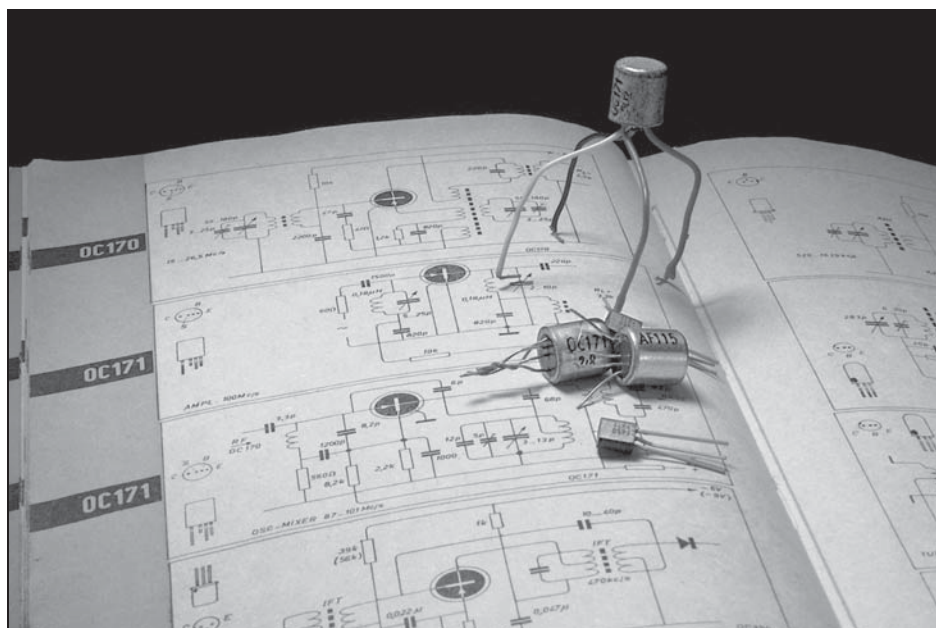
## 087 Le Mystère du OC171 (résolu)

DIVERS

Les OC170 et OC171 sont des transistors PNP dopés au germanium et dotés d'un boîtier métallique TO-7. Fabriqués par Philips au début des années 1960, il s'agissait de transistors HF disposant d'une fréquence de transition (fabuleuse pour l'époque) de 70 MHz.

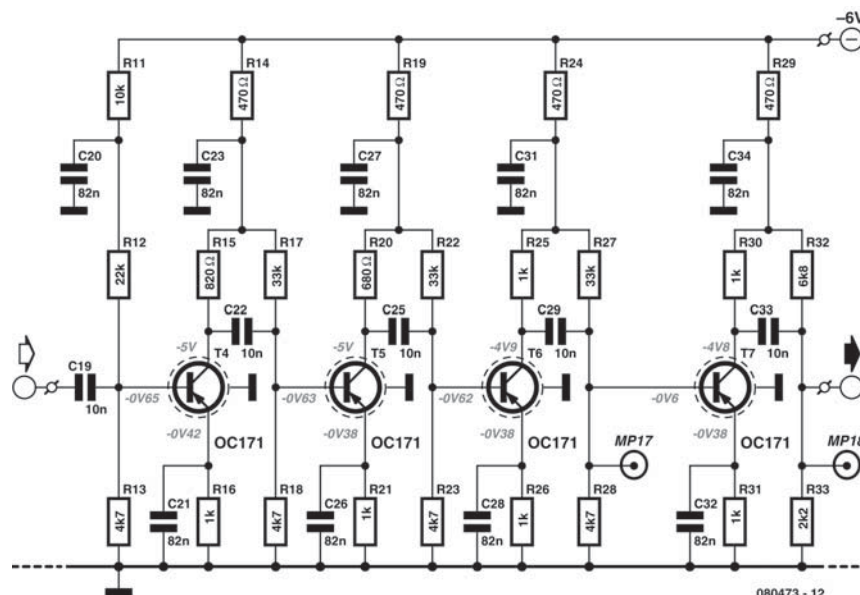
Les OC170 et OC171 connurent un grand succès et furent utilisés en tant qu'amplificateurs HR et FI, oscillateurs et mélangeurs dans de nombreux postes

de radio GO/OM portatifs mais aussi dans certains récepteurs de TV. Lorsque Philips laissa mourir d'une mort douce leur préfixe de type « OC » (ceci pour se soumettre aux normes du système de désignation de type de semi-conducteur Pro Electron), les successeurs des OC170/171 baptisés AF114, AF115, AF116 et AF117 firent leur apparition sur le marché. Tant les composants débutant par « OC » que ceux dotés du préfixe « AF » cachaient





1)



un « redoutable secret » dans leur boîtier TO-7 métallique.

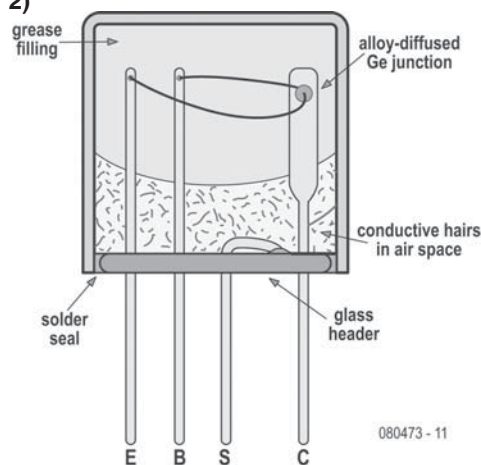
Si vous remettez en route un poste à transistor des années 60 « décédé » doté d'un ou de plusieurs transistors évoqués plus haut, essayez donc de les tapoter gentiment à l'aide d'un petit tournevis. Il se pourrait que le récepteur se mette à crachoter, reprenne vie, voire fonctionne de façon intermittente pour ensuite se rendormir au bout d'un certain temps.

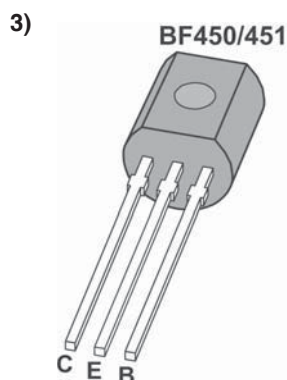
Aussi étonnant que cela paraisse, le dessoudage d'un OC171 suspect et le test de son fonctionnement à l'aide d'un multimètre ne révélera pas d'erreur au niveau des jonctions. Le composant sera également respectueux de ses spécifications électriques. Cependant, il se peut que l'on détecte un court-circuit imprévu entre le contact du blindage (S) et soit l'émetteur soit le collecteur. Dans l'amplificateur FI (Fréquence Intermédiaire) 455 kHz du schéma de la **figure 1** on constate un effet de domino au cas où, par exemple, le collecteur du premier OC171 se trouve en court-circuit avec le blindage et donc à la masse. Ce cas pratique constitue le début d'une enquête.

Dans le document en référence [1], Andrew Emmerson explique que ces courts-circuits sont dus à ces « cheveux » conducteurs microscopiques proliférant à l'intérieur du boîtier dans l'espace contenant de l'air pris sous la graisse de remplissage (une gelée à base de pétrole ou l'une des premières

graisses aux silicones). Ce phénomène est illustré en **figure 2**. Souvent, ces cheveux atteignent le conducteur de l'émetteur ou du collecteur. La nature même de cette croissance reste une inconnue. On a parlé d'effet électrochimique naissant entre le boîtier de métal et le métal du conducteur, l'air et la moindre trace d'acide dans la graisse favorisant ce processus. D'autres pensent qu'il s'agit d'une « astuce commerciale » de Philips, une bombe à retardement destinée à favoriser la vente de nouveaux postes radio. Autre suggestion encore plus invraisemblable, l'un des concurrents de Philips USA aurait fourni la graisse à un sous-traitant se trouvant lui aussi dans le complot.

2)





Les services de dépannage radio et TV utilisaient fréquemment un truc pour réparer : couper le conducteur de blindage (S), en l'isolant de la masse du circuit, mais en cas de malchance, un cheveu peut fort bien interconnecter les conducteurs E et B. Il est possible de « zapper » les cheveux à l'aide d'un condensateur électrolytique chargé à quelque 50 V et pris entre le conducteur S et les conducteurs E, B et C torsadés. Si cette technique est OK pour permettre de respecter l'originalité de votre poste radio, le problème pourra réapparaître plus tard suite à la croissance du chevelu.

Les transistors au germanium ont une tension de polarisation de 0,2 à 0,3 V, de sorte qu'en cas de remplacement d'un OC171 ou l'un de ses homologues par un transistor silicium HF PNP moderne tel que le BF450 ou BF451 (**figure 3**), il se peut qu'il faille remplacer les résistances en vue d'obtenir les niveaux de polarisation VB-E de 0,6 à 0,7 V requis. De plus, la quasi-totalité des transistors au silicium ont une fréquence de transition sensiblement supérieure à celle de ces « antiquités » au germanium. Il faudra donc s'inquiéter du découplage HF et penser aux changements entraînés au niveau des capacités internes.

Il semblerait que certains transistors audio tels que les AC127, AC128, AC176, AC187 et AC188 souffrent aussi de croissance de cheveux à des endroits invisibles.

### Références

[1] *Electronic Classics, Collecting, Restoration and Repair*, Andrew Emmerson. ISBN 0-7506-3788-9.

(080473-I)

Jan Buiting, PE1CSI

## 088 Micro espion en MF

HAUTES FRÉQUENCES

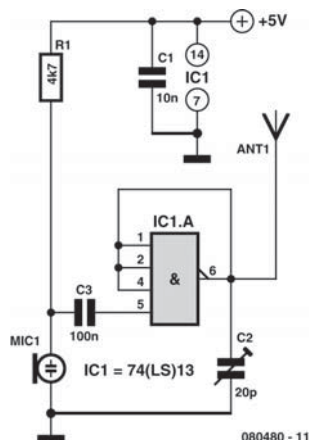
Même si l'idée ne date pas d'hier, elle reste bien amusante : un tout petit circuit que l'on peut dissimuler n'importe où pour des écoutes (in)discrètes. C'est drôle au travail, mais ce peut être aussi une surveillance du sommeil de bébé. Il ne faut que peu de choses simples pour le construire.

Ce mini-circuit travaille dans la bande MF, toute radio ordinaire peut donc le « capter ». Le schéma se base sur une puce un peu moins commune, un 74LS13, mais on en trouve à condition de chercher un peu, il existe des moteurs pour cela. Les cinq (!) autres composants sont tous aisément disponibles. Vous en détenez sans doute déjà dans un coin ou l'autre.

Comme microphone, on utilise une petite cellule à électret. La tension de polarisation nécessaire est prélevée sur l'alimentation à travers R1. Si vous préférez y mettre un petit microphone à cristal, vous n'aurez besoin ni de R1 ni de C3.

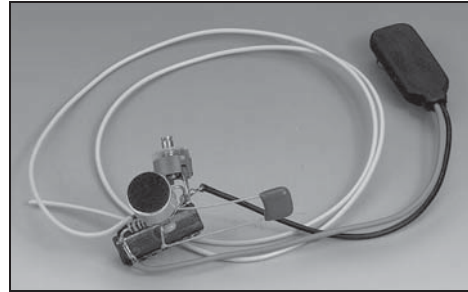
Le signal du micro est appliqué à la broche 5 de la

puce. Le condensateur C2 permet d'améliorer la qualité et la sensibilité du circuit, quant à C1, il sert à découpler l'alimentation pour en éliminer les pics éventuels. Comme antenne, tout brin de fil fera l'affaire.



Le circuit travaille sur la 3<sup>e</sup> harmonique, aux environs de 100 MHz. Il faudra quelques essais pour trouver la bonne fréquence sur la radio. Mais à quelques mètres de distance, le circuit « chasse » des ondes même les émetteurs assez forts. Naturellement, cette réalisation n'a rien de légal, ne poussez donc pas inutilement sa puissance. Avec les valeurs indiquées sur le schéma, on peut atteindre une portée d'une vingtaine de mètres.

Il s'agit d'un petit circuit sans fioriture, donc très sensible et d'une stabilité incertaine, surtout tenu en main. Le mieux est de la placer quelque part et de ne plus y toucher, il fonctionnera convenablement. Bien entendu, libre à vous d'expérimenter à l'aise !



(080480-I)

Thijs Beckers

## 089 Oscilloscope simplissime

MESURE &amp; TEST

Si vous mettez la main sur un tube cathodique d'oscilloscope, vous voudrez peut-être l'utiliser conformément à sa destination d'origine. Pour cela il suffit d'appliquer les bonnes tensions aux bonnes broches. On peut repérer facilement la correspondance entre les broches du culot, les électrodes d'accélération et les plaques de déviation d'un coup d'œil à l'intérieur. D'ailleurs il n'y a pas d'autre moyen si le type est illisible ou inconnu. Il s'agissait dans notre cas d'un tube de 7 cm de fabrication inconnue.

Une fois reconnues les broches du chauffage, de la cathode, des grilles, des plaques de déviation et de l'anode, on peut construire un oscilloscope simple. L'entrée Y est reliée par un condensateur à une des plaques Y. La déviation horizontale est assurée par une bascule à tube néon ; ajoutez un réglage de focalisation et l'oscilloscope est terminé...

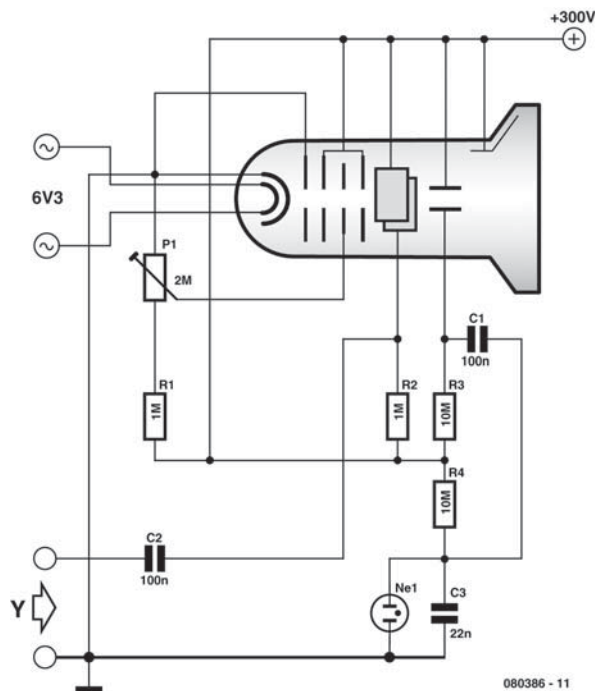
L'oscillateur de déviation manifeste son fonctionnement par un faible scintillement de la lampe au néon. Chaque fois que le condensateur en parallèle atteint la tension d'amorçage, il est déchargé par une courte impulsion de courant. On obtient ainsi simplement la tension en dent de scie nécessaire pour la déviation horizontale. La tension d'alimentation de 300 V suffit pour les expérimentations, même si le tube est prévu pour 1000 V ou plus.

Il ne faut plus maintenant qu'une source de signal appliquée à l'entrée Y pour qu'un oscillogramme apparaisse à l'écran.

Il va de soi que sensibilité, linéarité, taille de l'image, largeur de bande, synchronisation etc. laissent place à des améliorations. En fait il s'agit d'abord ici de montrer comment on obtient un résultat avec le minimum de moyens.

(080386-I)

Burkhard Kainka



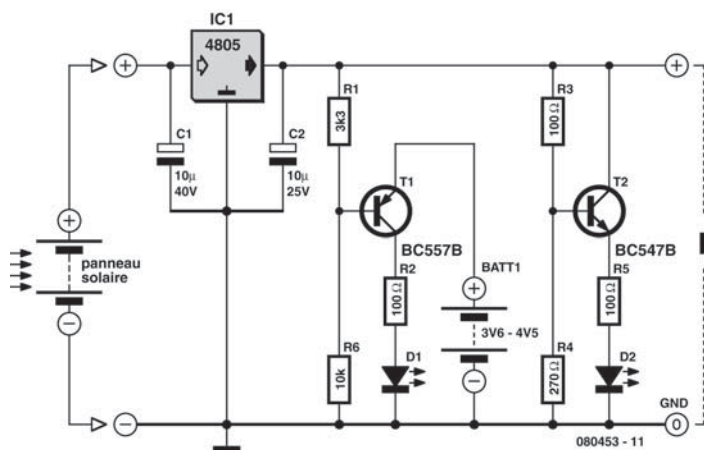
## 090 Témoin de tension pour panneau solaire

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Cet appareil n'a d'autre ambition que de servir de voltmètre élémentaire, bon marché, pour faire la différence entre une tension « trop basse » et « juste suffisante » dans un système d'alimentation à photopiles. Le circuit ne réclame qu'un régulateur de 5 V, deux transistors, deux LED, cinq résistances, deux condensateurs et une petite batterie. Bien qu'une pile de 4 V soit tout indiquée, 4,5 V (une série de 3 piles alcalines) ou 3,6 V (trois accus au CdNi) feront l'affaire.

Les caractéristiques du régulateur de tension IC1 dépendront de la dimension et du nombre des cellules solaires ainsi que du courant dans la charge. Ici, on a choisi un 4805 à faible perte, mais d'autres régulateurs peuvent donner satisfaction s'ils conviennent à la tension du panneau solaire.

Les transistors T1 et T2 forment une paire complémentaire. Les inévitables BC557B (PNP) et BC547B (NPN) cadrent bien, mais tout équivalent pour signaux faibles, récupéré dans un fond de tiroir, fera sûrement pareil. Il faut adapter les valeurs des diviseurs de tension R1/R6 et R3/R4 au type de transistor et à son gain, en accord avec les seuils désirés. Avec les résistances indiquées dans



le schéma, la LED D2 s'allume pleinement quand la tension se situe juste au-dessus de 5 V. La LED D1 s'allume quand la tension chute sous 4,2 V environ. Entre les deux, il y a une sorte de no man's land où les deux diodes s'éclairent graduellement.

On peut brancher d'autres avertisseurs aux bornes de D1 pour signifier une alerte plus franche dès que la tension tombe sous la limite opérationnelle.

La consommation du circuit atteint à peu près 20 mA à 5 V et décroît avec la tension produite par le panneau solaire.

(080453-1)

Reuben Posthuma

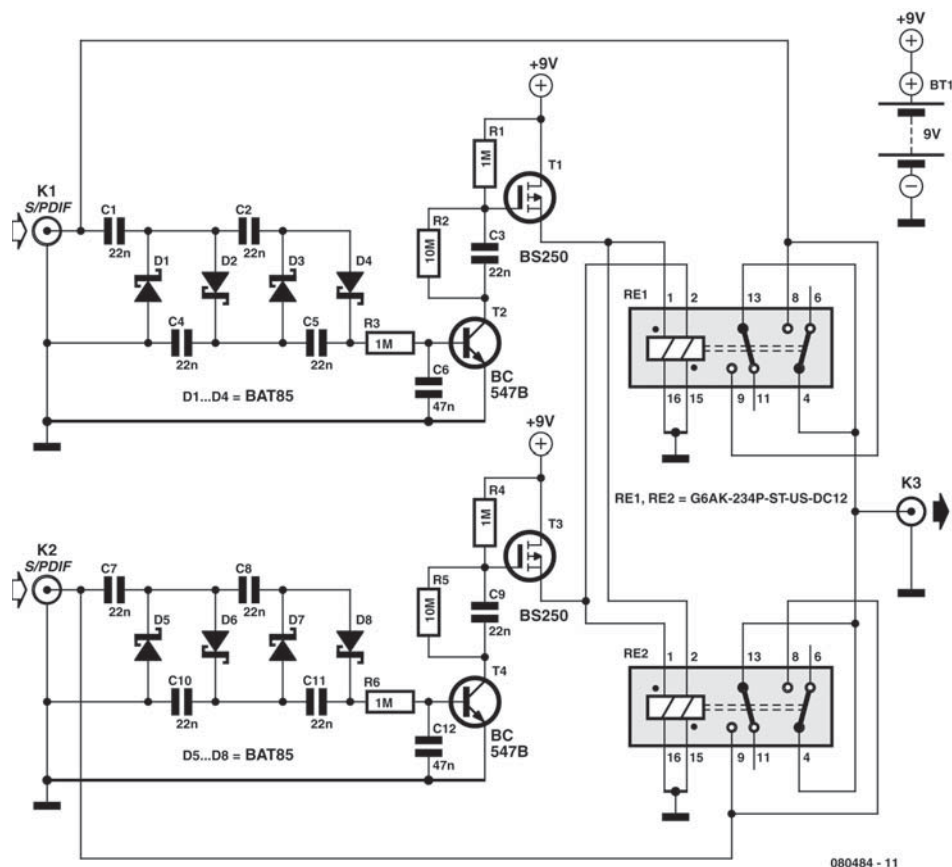
## 091 Sélecteur S/PDIF automatique

AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO

Aujourd'hui, le nombre d'appareils fournissant un signal audio numérique ne cesse d'augmenter pour ne citer que le tuner de câble numérique, le récepteur de satellite, le lecteur/enregistreur de DVD ou encore l'ordinateur (de jeux). Il est fréquent que le récepteur que l'on possède ne possède pas suffisamment d'entrées S/PDIF pour y connecter tous ces appareils voire qu'il se trouve dans un autre coin du salon que le téléviseur et le reste de l'équipement et qu'il n'est pas question de tirer trois ou quatre câbles S/PDIF différents dans les plinthes. Nous vous proposons cette solution ingénieuse sans ali-

mentation ni organes de commande ce qui permet de camoufler aisément cette électronique derrière l'équipement existant.

Le circuit détecte l'apparition d'un signal S/PDIF sur l'une de ses deux entrées et le transfère alors vers sa sortie de sorte qu'une paire d'appareils à sortie S/PDIF ne requiert qu'une seule liaison vers le récepteur. S'il existe plusieurs appareils produisant un signal S/PDIF en permanence à leur sortie, il faudra couper et remettre en route l'appareil concerné pour le resélectionner. On pourra étendre facilement le nombre d'entrées.



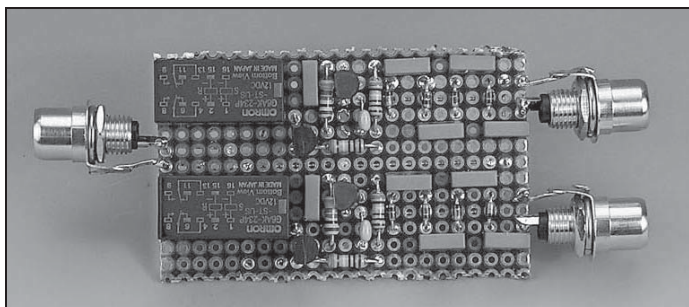
L'alimentation se faisant par pile cela explique le choix d'une consommation minimum. Pas d'étage tampon ou de comparateur pour la détection du signal d'entrée.

Il est plutôt fait appel à des relais bistables qui se contentent d'une courte impulsion pour changer d'état.

En cas d'apparition d'un signal S/PDIF sur l'une des entrées, on en dérive une tension continue par le biais d'un circuit cascade. Vu la taille du signal S/PDIF nominal, 0,5 Vcc (avec terminaison normée de 75  $\Omega$ ), on utilise une cascade de quatre diodes et quatre condensateurs par entrée. La tension ainsi créée est le double de la valeur crête à crête, ce qui nous donne ici près de 1 V. De manière à abaisser la tension de seuil le plus possible, la charge de la cascade est mini-

male, les condensateurs tout petits et les diodes spéciales, des Schottky (BAT85).

Ce signal attaque un transistor bipolaire qui requiert de 0,5 à 0,6 V pour conduire. Doté d'une résistance de base de 1 M $\Omega$  et d'un condensateur de découplage, ce transistor pilote le différentiateur C3/R1 (R5/C9 pour l'autre canal) pour produire une courte impulsion de commande du relais. La grille du FETMOS à canal P monté en aval est mise, via C3,





brèvement à la tension de la pile. Ce FET pilote la bobine d'activation de l'un des relais et celle de déconnexion de l'autre. Le BS250 peut commuter 250 mA en continu, voire plus en charge impulsionnelle (500 mA).

Pour augmenter le nombre d'entrée il suffira de réaliser plusieurs de ces étages. Veillez bien à ce que chaque bobine de déconnexion soit pilotée depuis les FET par des diodes (d'autres BAT85). On évite ainsi que la tension des bobines de déconnexion ne puisse remonter aux bobines d'activation des autres relais. Il faudra, en fonction du type de relais utilisé, de l'ordre de 15 mA par enroulement d'activation. On dispose ainsi de plus d'entrées potentielles que ce dont on ne pourrait jamais avoir besoin.

Les relais peuvent être des modèles 12 V. La série G6A de Omron, son G6AK-234P-ST-US-DC12 par

exemple, est garantie pour 8,4 V. La résistance de bobine est de 800  $\Omega$ , ce qui donne un courant de 11 mA seulement. Si, en cas d'adjonction d'entrées dotées de diodes, on a des relais « dubitatifs » on pourra opter pour des modèles 5 V. Le courant d'activation est un peu plus important sans que cela n'ait d'effet réel sur la durée de vie de la pile.

Si les deux entrées du montage reçoivent un signal, sa consommation est de quelque 1,6 A. La durée de vie théorique d'une pile 9 V standard (500 mAh) atteint 35 ans ! On pourrait envisager d'utiliser, en tant qu'alimentation, trois ou quatre cellules lithium montées en série ce qui donnera une « vie éternelle » au montage.

(080484-1)

Ton Giesberts

## 092 Isolateur vidéo

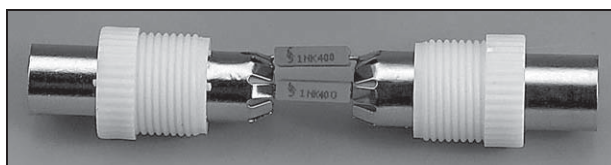
AUDIO & VIDÉO & PHOTO

De nos jours, on accouple de plus en plus d'équipements audio-visuels domestiques. Le téléviseur en particulier est doté de nombreux cordons ombilicaux le reliant qui au lecteur de DVD, à l'enregistreur disque dur, au décodeur Surround, si ce n'est pas à un PC.

C'est alors que se manifeste le problème de boucles de masse véhiculées par les blindages des câbles vidéo et pouvant être la source de ronflements et autres parasites. Le récepteur Surround intègre un récepteur radio prenant son signal sur le système d'antenne centrale auquel est également relié le poste de TV, ainsi que, peut-être, la carte TV de votre PC. Il existe en outre de nombreuses interconnexions analogiques telles que câbles audio. Cela se traduit bien souvent par un ronflement de l'installation audio mais peut aussi produire un parasitage de l'imageTV.

La solution à ce problème de masse est une isolation galvanique des connexions vidéo, au niveau, par exemple, de la connexion au câble du récepteur Surround et de la TV. On vend à cet effet des adaptateurs ou filtres spéciaux connus sous la dénomination de filtres de courant de blindage (*mantelstromfilter* Outre-Rhin).

Mais on peut fort bien réaliser son propre filtre. Il y a deux façons d'introduire une isolation galvanique dans un câble TV : fabriquer un transfo d'isolation

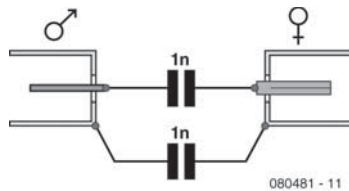


à deux enroulements séparés, ou encore prendre quelques condensateurs de découplage dans la ligne de la télé. C'est là la solution la plus simple, ses résultats étant, en général, fort acceptables.

Le plus simple consiste à faire de ce filtre un adaptateur intercalé qui viendra se connecter en début ou en fin d'un câble TV. Tout ce dont nous avons besoin sont deux prises coaxiales, l'une mâle, l'autre femelle et une paire de condensateurs. Ces derniers doivent être prévus pour les applications HF, et seront donc des céramiques ou des exemplaires MKT. Il est judicieux en outre d'opter pour des versions 400 V sachant qu'ils peuvent être confrontés à des niveaux de tension élevés (un PC connecté à une prise secteur sans terre véhicule, par le biais des condensateurs de filtrage de son alimentation une tension – sans danger quant au courant – de 115 V !

Les condensateurs peuvent avoir une valeur faible sachant qu'ils peuvent se contenter de laisser passer les seules fréquences supérieures à 50 MHz environ. 1 ou 2,2 nF font parfaitement l'affaire.





Prenez un condensateur entre les connexions de masse des deux fiches coaxiales et un autre entre les broches de signal. La construction mécanique devra être telle que les pattes des condensateurs ne cassent pas au moindre effort mécanique exercé sur l'adaptateur.

Une option : envelopper la partie centrale à l'aide d'un petit morceau de tuyau en PVC. Enveloppez-le d'un film d'aluminium relié d'un côté au manteau extérieur de la fiche de façon à ce que la partie intermédiaire soit elle aussi parfaitement protégée contre les signaux parasites extérieurs.

La majorité des boucles de masse auront disparu une fois que vous aurez monté deux de ces intercalaires sur le boîtier de distribution par lequel le signal du câble entre chez vous.

(080481-I)

Harry Baggen

## 093 Radio logicielle à tube

### HAUTES FRÉQUENCES

La radio logicielle (*Software Defined Radio*) est en pleine actualité. L'idée est claire : un récepteur très simple se transforme grâce au logiciel en un appareil de grande classe.

La grande nouveauté est la SDVR (*Software Defined Valve Radio*) ou radio logicielle à tube. Un récepteur à un tube devient récepteur de trafic sur PC. L'alimentation est confiée à quatre piles AA pour le chauffage et une pile compacte de 9 V pour l'anode.

Le schéma est très simple. Une triode EC900 en montage Audion fonctionne en mélangeur direct. Le réglage de la réaction n'est pas nécessaire, parce que le récepteur oscille toujours fortement. On peut aussi se passer de condensateur variable, puisque l'accord fin est effectué par logiciel. L'accord grossier sur la bande de réception peut se faire avec le noyau de la bobine. Avec environ 30 spires sur un mandrin de 8 mm, le récepteur capte la bande des 49 m.

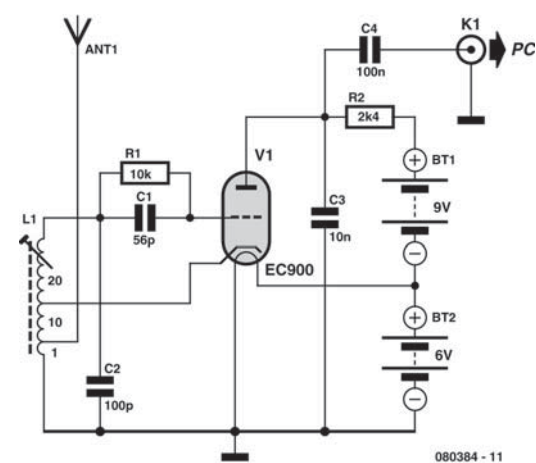
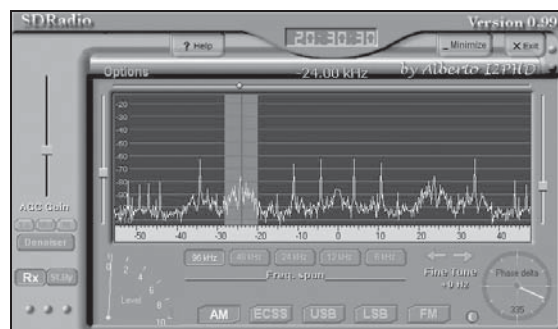
Comme décodeur, on utilise le programme SDRadio d'Alberto di Bene (<http://digilander.libero.it/i2phd/sdradio/>). L'illustration montre la réception d'une station AM (Modulation d'Amplitude). Grâce à la carte son utilisée (Soundblaster externe USB) avec une fréquence d'échantillonnage de 96 kHz, on peut s'accorder sur une plage de 48 kHz. Ici on a encore pu capter trois autres émetteurs. Une des faiblesses de ce récepteur est qu'il ne traite qu'un canal.

C'est pourquoi chaque émetteur est vu deux fois, il n'y a donc aucune réjection des fréquences images

comme dans un « vrai » SDR. Ça peut dans certains cas donner lieu à des interférences audibles. Il faut alors chercher un autre émetteur. Si le programme ne vous plaît pas, il reste le tournevis pour décaler la bande reçue.

(080384-I)

Burkhard Kainka



## 094 SimpleProg – ISP pour AVR

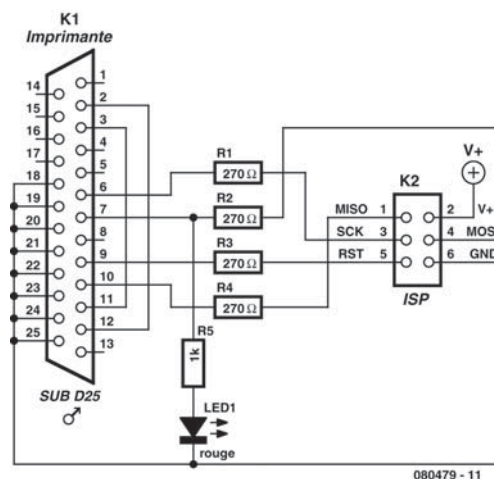
MICROPROCESSEURS

Sur Internet, on trouve une quantité innombrable de projets de construction de programmeurs simples pour AVR, à brancher sur le port parallèle du PC. Elektor n'est pas en reste et en a aussi décrit plusieurs variantes ; il ne faudrait d'ailleurs pas croire qu'ils se ressemblent tous. C'est qu'ils s'adressent à différents environnements de développement pour les contrôleurs AVR, spécificité qui n'est malheureusement pas toujours clairement mise en évidence...

Le circuit présenté ici a été abondamment mis à l'épreuve dans le cadre du projet CC2-AVR. L'auteur se sentait frustré moins par l'électronique que par l'absence d'une LED qui témoignerait du transfert effectif de données. Une telle indication visible est très utile. Pour autant qu'il s'agisse uniquement de flasher un contrôleur AVR d'une manière simple.

La construction est particulièrement sommaire, aucune difficulté à assembler tous les composants sur un bout de platine perforée. Pour la liaison à l'interface parallèle du PC, on utilise du câble plat en nappe sur lequel on a embroché une fiche Sub-D à 25 voies d'un côté et un connecteur femelle à 26 contacts de l'autre. Le câble de programmation ISP à six conducteurs se branche à une embase appropriée sur la carte perforée. Comme des embases de ce type à six contacts ne se trouvent pas facilement, vous verrez sur la photo qu'il y a une embase à dix voies dont seules les six centrales sont utilisées.

Le programmeur est compatible avec les STK200/300 de Kanda, c'est pourquoi il fonctionne avec tous les programmes prévus pour le program-



mateur ST200/300. Il travaille sans difficulté avec BASCOM [1] et, chez Kanda, vous pourrez aussi trouver un très beau logiciel de pure programmation gratuit [2].

Il faut être attentif au fait qu'ici on travaille au niveau 5 V. Le contrôleur à programmer doit donc aussi être alimenté en 5 V, du moins pendant son flashage.

### Liens Internet

[1] BASCOM : [www.mcselec.com](http://www.mcselec.com)

[2] [www.kanda.com/index.php3?bc=direct&bw=%2Favr-isp-software.html](http://www.kanda.com/index.php3?bc=direct&bw=%2Favr-isp-software.html)

(080479-I)

Thomas Scherer

## 095 Modules radio avec info retour

MAISON

Alors qu'il était parti acheter des lampes dans un supermarché en bâtiment, l'auteur se trouva nez à nez avec un *set* constitué de trois modules radio enfichables + télécommande au prix renversant de 7,95 €. Avec en arrière-pensée, la mention que ne manqueront pas de reconnaître nombre de nos lecteurs, « peut toujours servir », l'auteur mit un *set* dans son caddie. Au cours du trajet de retour à la maison, le physicien d'expérimentation qu'il était

imagina différentes applications, la plupart d'entre elles étant cependant à classer dans la catégorie « Bricolage ». En effet, il apparaissait à l'évidence qu'il manquait à ces modules, pour une application semi-critique telle que l'activation de systèmes d'alarme hypothétiques ou le préchauffage d'un apprentis de bricolage (encore dans les limbes pour le moment), une option décisive. Il y avait bien une petite LED de la télécommande signalant le fonc-

tionnement (en cours) de la touche marche/arrêt. Il n'y avait pas d'info retour indiquant si le module enfichable avait bien reçu le signal et l'avait exécuté conformément.

C'est alors que l'auteur se souvint de l'un des premiers projets auxquels il avait travaillé dans sa fonction de rédacteur pour ce magazine. Un ancien collaborateur du laboratoire d'Elektor, Peter Verhoosel, avait décrit, dans un article très intéressant la conversion d'un système à modules radio télécommandés. Sa télécommande avait subi un léger « modding » électronique permettant une commande temporisée (marche/arrêt) des modules d'activation (051073). Un nouveau petit tour au supermarché suivi d'un investissement de 7,95 permit de se lancer dans les expérimentations.

Les mèches (*bits*) (de service) de tournevis convenables permirent d'ouvrir les boîtiers de modules radio sans les endommager, la vue offerte méritant le détour. L'idée est utilisable sans nécessiter d'opération aussi délicate, comme l'avait décrit l'article référencé plus haut. Le module radio devant commander l'application critique est simplement doté d'une multiprise. Dans l'une des prises de cette dernière on enfiche la fiche de l'application à piloter, dans une seconde d'entre elles un adaptateur secteur du commerce mettant à disposition, dans la plupart des cas, une tension de 12 V.

C'est là qu'entre en scène le second *set* de modules radio dont il faudra modifier légèrement la télé-

commande. On tire, depuis les contacts du compartiment des piles, une paire de conducteurs terminés par le connecteur adéquat de manière à permettre à l'adaptateur secteur de prendre la relève. On remplacera l'une de touches « On » de la télécommande par un petit interrupteur. Attention, en cas de malchance, le second *set* de modules radio trafique sur les mêmes canaux que le premier (le tout étant configuré au départ usine). Dans ce cas-là l'application critique devra être commutée par la touche « 1 », la touche « 2 » du second *set* de modules étant mise à contribution pour l'émission du signal de retour.

Le reste du principe est parlant : le module à prise (radio) correspondante du second *set* est chargée de signaler que le module du premier *set* a bien « compris ». On pourra à cette fin, par exemple, doter le module de signal d'une veilleuse à LED ou tout autre dispositif similaire. La mise sous tension de l'adaptateur secteur (si tant est qu'elle soit nécessaire) et le basculement de l'inverseur de la télécommande de retour active l'ensemble du dispositif. Et bien sûr, cela fonctionne ! Une action sur la touche « On » de la télécommande de la première prise radio ne se contente pas d'activer l'application mais déclenche également la télécommande du second boîtier à prise. Le second boîtier répond alors confirmant l'activation du premier !

(080500-1)

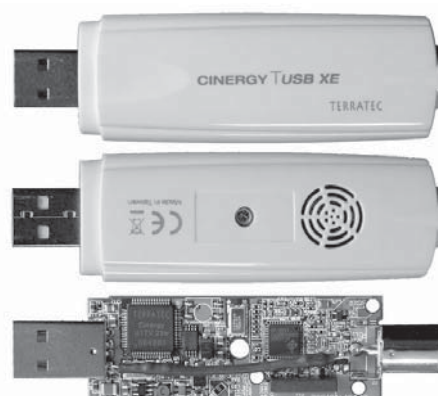
Jens Nickel

## 096 Alim fantôme pour antenne TV

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

L'auteur avait offert à son beau-père un stick-TV USB. Quelle ne fut pas leur déception de devoir constater, aux essais, qu'avec une antenne passive, rien ne voulait fonctionner. Une antenne active requérant une alimentation additionnelle, cette solution devenait délicate dans le cas d'un ordinateur portable. Il n'en fallait pas plus pour inciter l'auteur à attaquer le problème à la source, s'il ne voulait pas risquer de ternir sa réputation de bricoleur auprès de son beau-père...

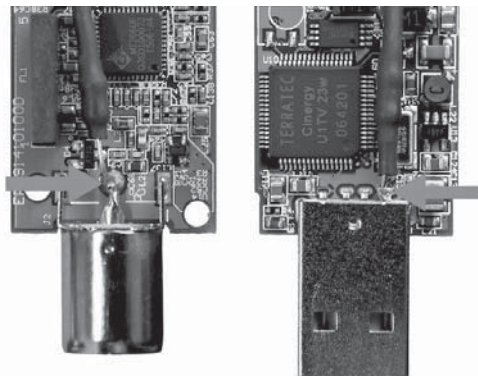
Le stick rentra chez l'auteur qui était fermement décidé à le doter, d'une façon ou d'une autre, de l'alimentation fantôme lui faisant défaut. Heureusement que la solution était on ne peut plus simple.





Comme le montre l'illustration le stick ne tient que par une seule vis. Son ouverture : un jeu d'enfant. Au fait, quel est le principe de fonctionnement d'une alimentation fantôme ? Normalement, l'entrée d'antenne est, en continu, découplée de l'entrée de l'électronique par condensateur. Si l'on applique à l'entrée d'antenne 5 V de manière à ce que les signaux HF ne soient pas court-circuités, il devient possible d'alimenter une antenne active. La consommation de courant d'un amplificateur d'une telle antenne est, typiquement, comprise entre 20 et 50 mA. Le port USB n'a pas de problème à fournir ces 5 V (et 50 mA). Si l'on applique cette tension, au travers d'une self, à l'entrée d'antenne, le problème est résolu du même coup vu qu'une self présente, pour les hautes fréquences, une impédance élevée.

Il est préférable, pour protéger l'entrée d'antenne contre les courts-circuits, de prendre une résistance à film métal de 10  $\Omega$  en série. Ce type de résistance présente l'avantage, en cas de surcharge, de griller rapidement, faisant du même coup office de fusible. Chez l'auteur, l'inductance fixe valait 220  $\mu\text{H}$  (toute valeur au-delà de 10  $\mu\text{H}$  devrait convenir), sa résistance interne était de 5,6  $\Omega$ . À un courant consommé par l'antenne mesuré de 30 mA, la chute



de tension aux bornes du montage série était de quelque 0,5 V, valeur parfaitement acceptable.

Les deux composants sont purement et simplement soudés l'un sur l'autre avant d'être glissés dans un morceau de gaine thermorétractile. Ce « composant » est ensuite monté dans le stick (les flèches donnent les points de soudage). La ligne 5 V de la fiche USB se trouve à l'opposé de la ligne de masse. On identifie aisément cette dernière au fait qu'elle est reliée électriquement au blindage de la fiche.

Cette modification fonctionne avec tous les types de sticks TV USB. Il n'est pas indispensable qu'il s'agisse d'un stick DVB-T. Même des tuners analogiques pourraient tirer profit d'une antenne active.

(080503-1)

Thomas Scherer

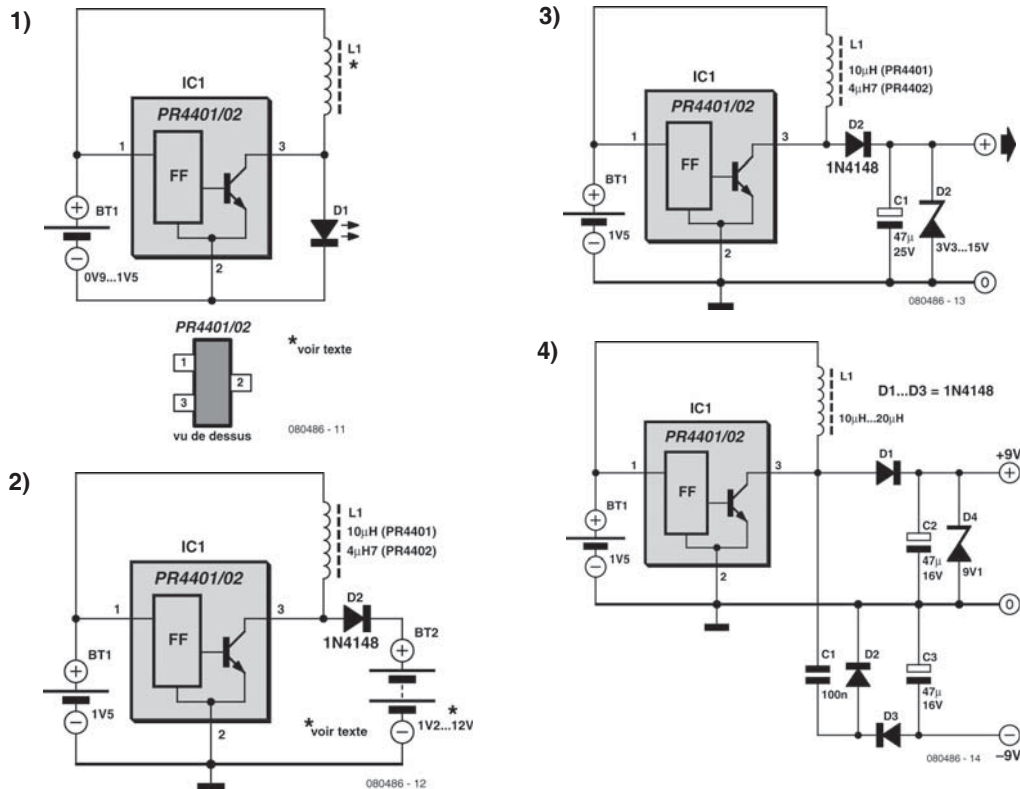
## 097 Détournement des PR4401/02

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Les fameux pilotes de LED PR4401 et PR4402 jouissent d'une grande popularité. Ces petites puces de convertisseur élévateur de tension, avantageuses et bien diffusées, ont été développées spécialement pour permettre d'alimenter des LED (blanches) sur une seule pile ou cellule d'accumulateur. Le seul composant additionnel nécessaire est une petite self (cf. **figure 1**). Pour une puissance maximale en sortie, il faut 10  $\mu\text{H}$  avec la PR4401 et 4,7  $\mu\text{H}$  pour la 4402. Avec une tension d'entrée comprise entre 0,9 et 1,5 V, la PR4401 fournit à la LED blanche branchée à la sortie un courant maximum de 23 mA, alors qu'il atteint 40 mA avec la PR4402. On peut fort bien s'en servir à d'autres fins que l'allumage de LED, pour autant qu'elles soient utilisées comme sources de courant. Au lieu de LED, on peut

sans plus y brancher des accumulateurs NiMH (de 1 à 10 en série) à travers une diode (**figure 2**) et les charger sous un courant de 23 mA (PR4401) ou de 40 mA (PR4402).

Les deux élévateurs à découpage se comportent comme sources de courant et délivrent toujours (avec les valeurs d'inductance données) une puissance de 70 mW (PR4401) ou 140 mW (PR4402) à la sortie. Quand on charge ainsi deux cellules NiMH (3,6 V) on peut atteindre le débit maximum ; s'il y a davantage de cellules en série, le courant diminuera en conséquence. Avec dix cellules (12 V), le courant sera juste de 6 et de 12 mA vers la batterie.



Ces puces s'accommodent moins bien des charges variables. À mesure que le courant de sortie diminue, la tension s'élève. À vide, elle est limitée à 18 V par une diode zener. Cette diode « grignote » donc aussi la puissance de sortie qui n'est pas absorbée par la charge. Si on connecte à la sortie une diode zener externe de plus faible valeur, le convertisseur y envoie tout le courant qui n'est pas consommé par la charge. Conclusion : plus la charge est faible, plus le rendement baisse.

Cependant, il y a aussi des applications d'alimentation de circuits qui méritent d'être considérées. Quoiqu'il en soit, ces puces peuvent rendre d'estimables services pour alimenter divers circuits. Elles sont particulièrement attrayantes, nous n'apprenons rien aux lecteurs d'Elektor qui en ont reçu une mini platine avec le magazine de septembre 2007 et lui ont peut-être découvert d'autres utilisations...

La **figure 3** présente le montage d'un convertisseur de tension simple avec PR4401/2. La tension de la diode zener est choisie en fonction de l'application souhaitée dans la fourchette de 3 à 15 V. Le circuit

peut ainsi, à partir d'un unique accu NiMH ou d'une pile alcaline (1,2 / 1,5 V) alimenter des circuits sous diverses tensions et par exemple économiser les piles de 12 V, si chères, qui servent entre autres dans des appareils de mesure ou les télécommandes de porte de garage. Voici comment calculer approximativement le courant maximum en sortie du convertisseur :

$$I_{\max} = \frac{P_{\max}}{U_Z}$$

$P_{\max}$  vaut 70 mW (PR4401) ou encore 140 mW (PR4402) et  $U_Z$  est la tension de la diode zener = la tension de sortie. Le rendement est optimum quand le courant dans la charge approche  $I_{\max}$ . On peut aussi s'arranger pour diminuer  $I_{\max}$  en choisissant une inductance plus grande et ainsi l'adapter au courant nécessaire. Empiriquement, on peut dire que doubler la valeur de la self divise par deux le courant de sortie.

Avec un seul pilote de LED et un unique accu NiMH ou une pile alcaline, on peut construire un convertisseur de tension pour une alimentation symétrique. La **figure 4** propose un exemple



pratique pour  $\pm 9$  V. À cause de la diode supplémentaire dans la branche négative, la tension  $y$  est inférieure de 0,7 V par rapport à la positive. Voici les relevés de tensions de sortie effectués avec une self de 15  $\mu$ H et une pile de 1,5 V :

$$\frac{+9}{-8,3} \text{ V (à vide) et } \frac{+8,6}{-7,9} \text{ V sur charge de 2,2 k}\Omega$$

de part et d'autre, de quoi simuler un amplificateur opérationnel d'environ  $\pm 4$  mA. La consommation sur la pile de 1,5 V approchait 50 mA à vide et 80 mA en charge.

(080486-I) En collaboration avec B. Kainka

## 098 Ventilateur 12 V alimenté en 230 V

DIVERS

Le circuit décrit ici n'est sans doute pas révolutionnaire mais lorsqu'il s'agit de peser le pour et le contre de l'utilisation, en tant qu'alimentation d'un petit ventilateur, d'un petit transformateur protégé contre les courts-circuits ou d'un diviseur de tension capacitif (relié directement aux 230 V du secteur) il peut s'avérer pratique. En cas de besoin d'une ventilation forcée et si la place disponible est limitée, le choix est vite fait. La seconde solution occupe, pour des courants faibles, moins de place que la première (transformateur).

R1 et R2 servent à limiter le courant d'appel lors de la charge du condensateur de l'alimentation C2. La tension de service des résistances utilisées étant souvent une grande inconnue, nous en avons mises par paire pour la limitation de courant. Ceci vaut également pour les résistances de décharge de C1, R3 et R4. En cas de connexion du circuit à une fiche secteur il n'est pas question que cette dernière véhicule des tensions dangereuses, d'où la présence de R3 et R4.

Le condensateur C1 définit le courant maximum fournissable. Au-delà de ce maximum l'alimentation travaille en source de courant. En-deçà du

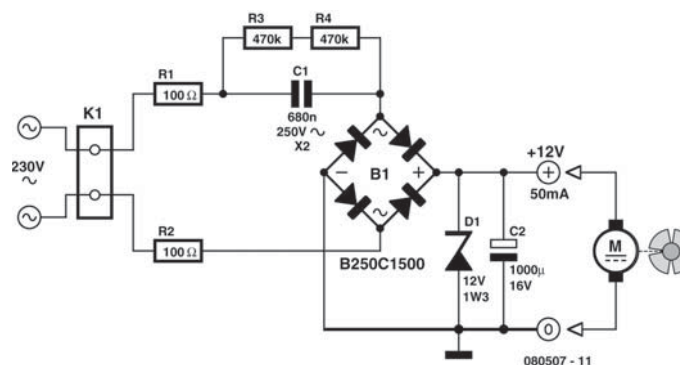
maximum, la diode zener D1 limite la tension maximale et dissipe le reste de la puissance.

On dimensionnera la valeur de C1 en fonction de la consommation de courant maximale prévue. On pourra utiliser la valeur de la tension du secteur comme base de calcul pour C1. Pour nous simplifier la vie nous ignorons tout simplement la tension de sortie de 12 V, les tensions de diode de B1 et la chute de tension aux bornes de R1 et R2. On arrondit ensuite la valeur calculée à la valeur de la série E-12 la plus proche.

À 50 Hz, l'impédance du condensateur vaut  $1/(2\pi \times 50 \times C)$ . Si nous voulons, par exemple, disposer de 50 mA, la valeur d'impédance nécessaire est de 4600  $\Omega$  (230 V/50 mA). Le condensateur aura donc une valeur de 692 nF, arrondie à 680 nF. On pourra, pour compenser les variations du secteur ou les pertes négligeables, opter pour la valeur E-12 supérieure la plus proche. Il est possible de réaliser le condensateur à l'aide d'une paire de condensateurs de valeur plus petite, solution qu'un manque de place peut rendre nécessaire. On optera, pour C1, pour un condensateur prévu pour les applications de tension secteur (de type X2 par exemple).

(080507-I)

Ton Giesberts





## 099 Redresseur actif

MESURE &amp; TEST

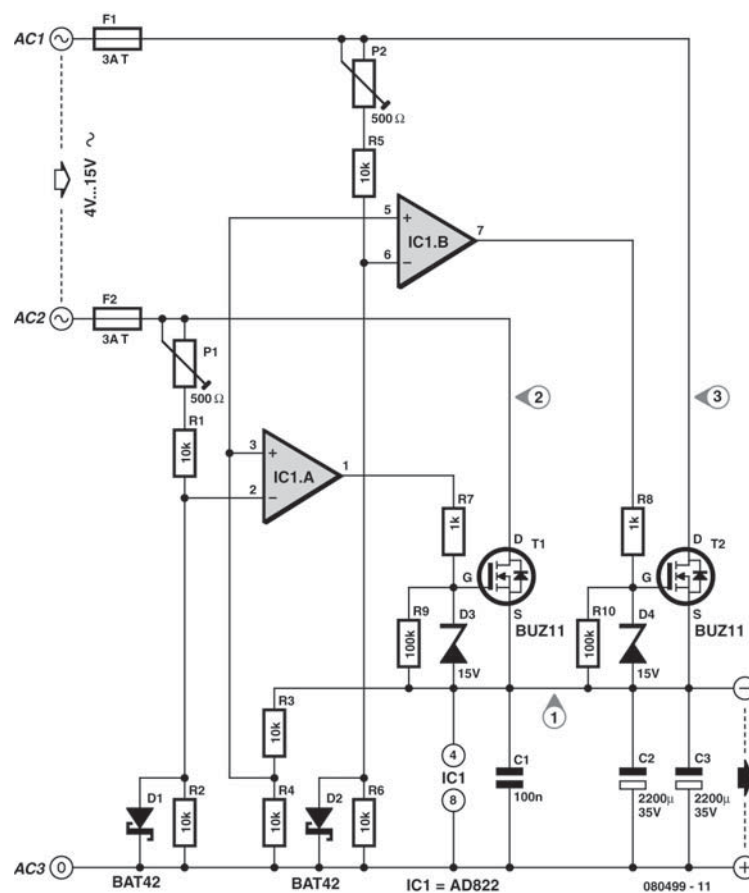
Utiliser des diodes comme redresseur est à la fois pratique, simple et bon marché, mais cela se paie toujours par une perte de tension et donc aussi de puissance. S'il s'agit d'une diode au silicium classique ces pertes sont de l'ordre de 0,7 à 1 W par ampère, dans le cas d'une diode Schottky elles atteignent toujours encore quelque 0,4 à 0,5 W/A. Avec un pont de redressement ces pertes doublent vu qu'il circule toujours du courant par deux de ses branches.

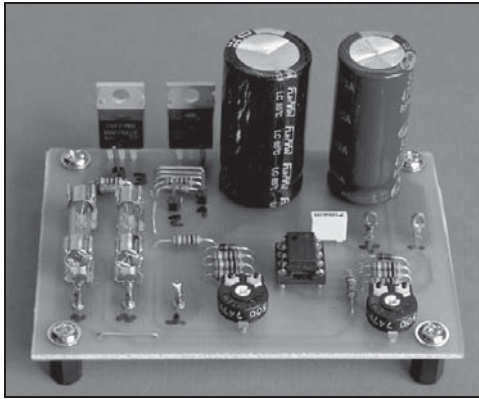
Cette constatation entraîna, voici deux ans, le développement d'un redresseur actif à base de commande de FETMOS de puissance, projet de Wolfgang Schubert publié dans le numéro double de 2006. Cette électronique à base d'un quadruple amplificateur opérationnel et de quatre FETMOS

était parfaitement symétrique et constituait un redresseur en pont à tension de seuil très faible.

Après quelques remarques à son sujet dans le Forum d'Elektor, l'auteur s'y intéressa de plus près pour constater que le TL084 utilisé n'allait pas suffisamment vers le plus ou le moins, ce qui empêchait les FET de décommuter proprement. Une optimisation s'imposait.

Première réflexion : pourquoi ne pas utiliser de transfo à point milieu côté secondaire ? Cela permet de ne simuler que deux branches de diodes et donc non seulement de diviser par deux le nombre de composants et par conséquent le coût, mais aussi les pertes lors du redressement. Cela permet en outre de pas avoir à essayer de trouver des FET canal P complémentaires.





Seconde réflexion : remplacer les résistances 1% par une paire d'ajustable ce qui permet de paramétrer au mieux les tensions directes et de seuil optimales des pseudo-diodes.

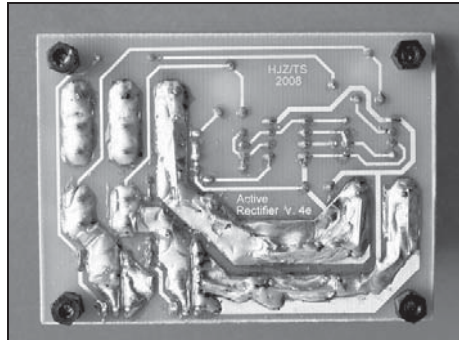
Résultat : le schéma représenté ici quasiment moitié du circuit d'origine. AC1 et AC3 sont les points de connexion des deux enroulements secondaires du transfo secteur, AC2 recevant sa connexion de point milieu. Les deux moitiés du double ampli op pilotent chacun un FETMOS de puissance.

À la mise sous tension les condensateurs de charge sont encore vides de sorte que les diodes parasites présentes dans chacun des FETMOS se voient chargées d'une mission : elles chargent les condensateurs et fournissent une tension d'alimentation pour l'ampli op. Ainsi, normalement, le circuit est fonctionnel après la première demi-onde de la tension alternative en entrée.

Supposons que l'on ait branché à l'entrée un transfo de  $2 \times 12\text{ V}$  au secondaire (50 VA) et connecté en sortie une charge de quelque  $5\ \Omega$ .

Cela nous donne une tension de sortie redressée de 15 V environ et un courant de sortie de quelque 3 A. Le diviseur de tension R3/R4 fournit une référence de 7,5 V.

Toutes les 10 ms on a, soit sur AC1 soit sur AC3, une crête de tension négative. Lorsque les tensions aux points R1/R2 ou R5/R6 sont plus négatives que cette référence de 7,5 V, la sortie de l'ampli op concerné fournit un signal positif ce qui fait entrer en conduction son FETMOS pris en aval. Il est possible, par le biais de P1 ou de P2, d'ajuster individuellement la tension différentielle entre la sortie et l'entrée à laquelle la grille du FET concerné est forcée en conduction. Ces tensions sont mesurables à l'aide d'un oscilloscope (ne pas utiliser de



multimètre !!) aux points de test 1 et 2, et 1 et 3 respectivement.

Au dimensionnement proposé, nous pouvons, sur notre exemple, paramétrer des tensions de seuil comprises entre 0 V et 375 mV. Dans la pratique, à une charge de 3 A et en cas d'utilisation d'un BUZ11, on pourra espérer entre 50 et 100 mV. Vu les faibles dissipations en jeu, de 150 à 300 mW par transistor, inutile de prévoir de radiateur. Il ne faut cependant pas paramétrer les ajustables de manière à forcer les FET en conduction permanente car cela se traduirait par des impulsions de court-circuit partiel (audibles sous forme de ronflement franc du transfo). Démarrer à mi-course n'est pas une mauvaise approche.

D1 et D2 évitent que les entrées de l'ampli op ne soient confrontées à des niveaux de polarité erronée trop importants, D3 et D4 protègent les grilles des FETMOS de puissance.

Avec les valeurs du schéma, le redresseur actif convient pour des courants de sortie ne dépassant pas 5 A. La tension du transfo est limitée à 15 V ce qui se traduit par une tension de sortie de 20 V sous charge environ. À vide, des transfos 18 V « mous » peuvent en effet produire des tensions continues allant jusqu'à 32 V, plus que n'apprécie IC1. Dans le cas de transfos (toriques) solides et à faible impédance 20 V au secondaire (soit 27 V sous charge en sortie) ne posent pas de problème. La tension de service des condensateurs de charge devra être le double de la tension du secondaire du transfo.

Pour plus de courant, logique vu que le circuit convient tout particulièrement aux tensions faibles, il faudra opter pour des FET plus puissants (d'impédance plus faible) et des condensateurs de filtrage plus gros. Avec un IRFZ48N et une paire de 4700F on peut espérer 10 A à pertes faibles. Les FET dotés

alors d'une petite plaquette d'aluminium en guise de radiateur ne dépasseront guère les 40 °C. Il faudra alors renforcer les pistes de la platine à l'aide de morceaux de conducteur (Cf. la photo) et faire passer le fusible à 6,3 AT.

On pourra utiliser d'autres amplis op doubles que le AD822. Dans le cas du TLC272, seul l'exemplaire d'origine Texas Instruments s'est montré à la hauteur, commutant presque totalement à 0 V, condi-

tion *sine qua non* d'utilisation dans le présent montage. Le OPA2244 et le LM356N conviennent aussi.

Vous trouverez sur le site Elektor les fichiers Eagle de la platine. L'auteur remercie Hans-Jürgen Zons pour son aide lors du dessin de la platine.

(080499-1)

Thomas Scherer

## 100 Vigie de LiPo

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

La vigie d'accumulateurs au **Lithium Polymère** (LiPo) surveille les éléments de la batterie en aéro-modélisme. La vigie vérifie qu'aucune des cellules d'une batterie de trois accus LiPo ne descend sous une tension déterminée. Si le minimum est atteint sur l'une d'elles, elle débranche le moteur électrique. Le récepteur continue à fonctionner grâce à un CEB (Circuit d'Élimination de Batterie, *BEC*), également sur accumulateurs LiPo, de manière à pouvoir faire atterrir l'aéronef en vol plané. Des LED indiquent quelle cellule a occasionné l'arrêt. Pour relancer le moteur, il faut au préalable couper le contact et le rétablir.

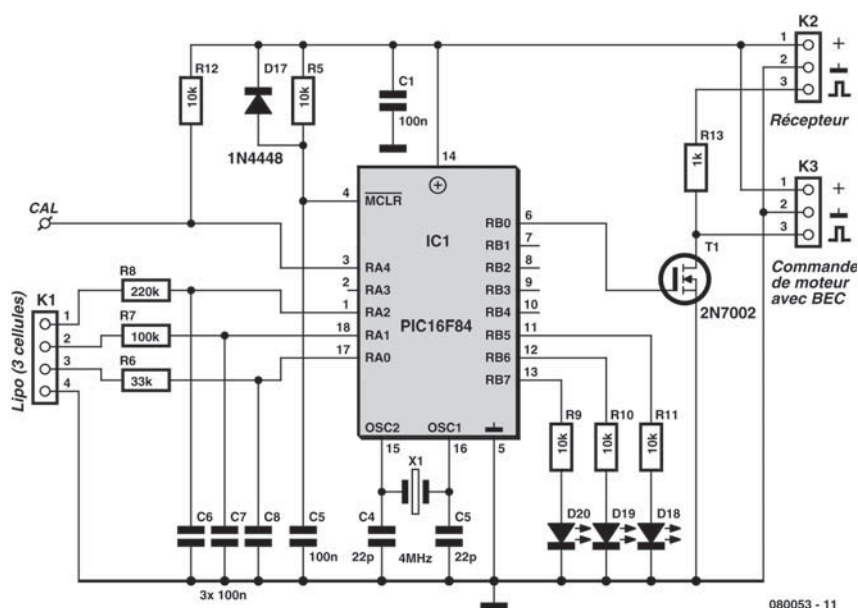
Le circuit, à la **figure 1**, mesure les trois valeurs de tension sans convertisseur A/N spécial. La conversion s'opère par des entrées numériques du micro-

contrôleur PIC en relation avec des réseaux RC. La mesure se base sur le temps mis par les condensateurs à se recharger à travers les résistances. L'avantage du système est que l'intégrateur offre une grande sécurité contre les parasites et qu'il faut très peu de composants, d'où gain de place.

On commence par commuter tous les ports de mesure en sortie et les mettre à zéro. Tous les condensateurs se déchargent. Ensuite, on commute tous les ports en entrées et on mesure le temps mis par chacun pour atteindre la valeur de basculement du niveau bas au niveau haut (cf. **figure 2**).

Avec la possibilité d'étalonnage, la valeur absolue des tensions de transition n'a pas d'importance. Comme la mesure ne s'effectue que lors du passage de bas à haut, l'hystérésis ne joue aucun rôle non

1)



plus. En général, les vols s'effectuent dans un domaine étroit de température, on pourra donc négliger aussi son influence sur les seuils.

Il faut dimensionner les constantes de temps de manière à ce que les moments de transition sur les tensions d'entrée de 3 V, 6 V et 9 V se situent dans le même ordre de grandeur. Comme les transitions se produisent dans des zones à pente raide de la fonction exponentielle, la sensibilité de la mesure est comparable pour les trois canaux (cf. figure 3).

Il ne faut pas oublier non plus que dans la mesure du 6 V et du 9 V, les cellules inférieures interviennent aussi. Lors de la décision de coupure moteur, la logique doit déterminer quelle cellule était fautive. On verra la réponse sur l'une des trois LED.

Le contrôleur PIC P16F84 dispose de diodes de protection des entrées. Avec les résistances de forte valeur des réseaux RC, il n'y a pas à craindre d'effet de verrouillage haut sur les entrées qui traitent les tensions de 6 et 9 V.

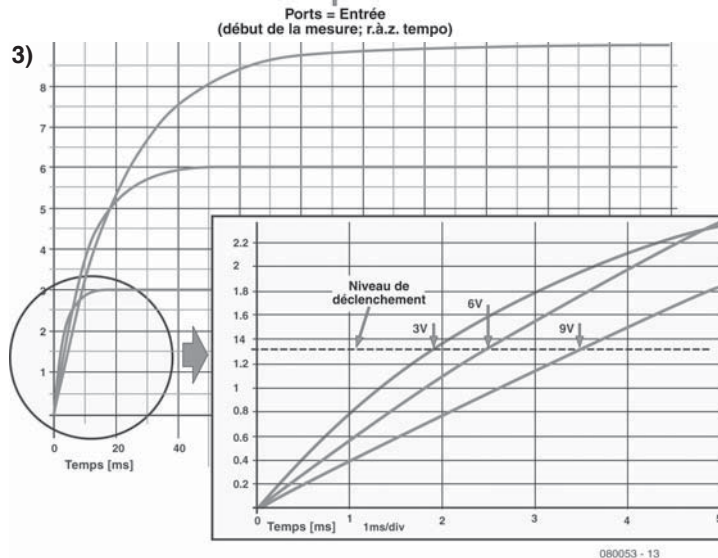
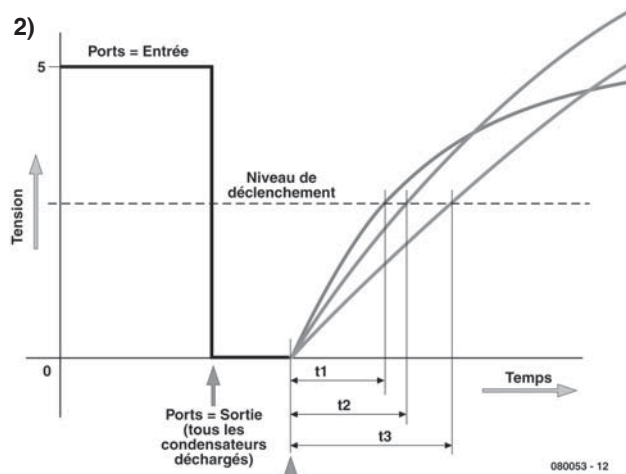
Pour le débogage, on se sert d'une interface série (9600, 8, n, 1) avec TxData sur RB3 et RxData sur RB4. Comme il restait de la mémoire disponible, on la laisse à programmer.

L'instruction **Istwerte** (8 bits) sous forme décimale est utilisée continuellement (Canal1 - Canal2 - Canal3). Le chien de garde du contrôleur est actif de manière à ne pas interrompre le fonctionnement pour des perturbations.

Le logiciel du contrôleur (code Hex et code source) est disponible gratuitement au téléchargement sur [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

Pour assurer l'étalonnage, il faut garder la broche CAL à la masse pendant la mise sous tension. En guise de confirmation, toutes les LED s'allument jusqu'à ce que CAL reprenne l'état haut. Voici comment continuer.

- ♦ La LED du canal 1 (D18) s'éclaire. On applique à l'entrée du même canal la tension (2,9 V) qui



doit déclencher l'arrêt. On met un coup la broche CAL à la masse.

- ♦ La LED du canal 2 (D19) s'allume. On applique à l'entrée du canal 2 la tension (5,8 V) qui doit déclencher l'arrêt. On remet un coup la broche CAL à la masse.
- ♦ La LED du canal 3 luit. On applique alors à l'entrée du canal 3 la tension (8,7 V) qui doit déclencher l'arrêt et on remet un coup la broche CAL à la masse.

Après retour au mode normal de service, le réglage est terminé et la vigie de LiPo est prête pour l'embarquement.

(080053-I)

Andreas Graff

## 101 Coffre-fort photo

DIVERS



Il ne s'agit pas d'un circuit, juste d'un conseil de voyage : la personne possédant un appareil photo numérique dispose aussi d'une carte mémoire. Elle ne mémorise pas que des images, elle peut aussi

sauvegarder des données importantes emportées en voyage. Cela n'a aucun effet sur l'appareil photo.

Les mémoires actuelles atteignent par exemple 2 Go et la carte SD dispose encore d'une place suffisante pour les images. En cas d'urgence, on dispose toujours des données indispensables sur la carte mémoire : dates de réservation, adresses, copies PDF de passeports et de billets d'avion, etc. On peut bien entendu se munir en voyage d'une (seconde) carte SD contenant toutes ces informations. Ne pas la placer là où elle risque d'être perdue (bagages) ou volée (portefeuille ou porte-monnaie).

La taille et la forme des cartes mémoire permettent même de les dissimuler dans une semelle intérieure...

(080152-I)

Stefan Hoffmann

## 102 Bascule magnétique

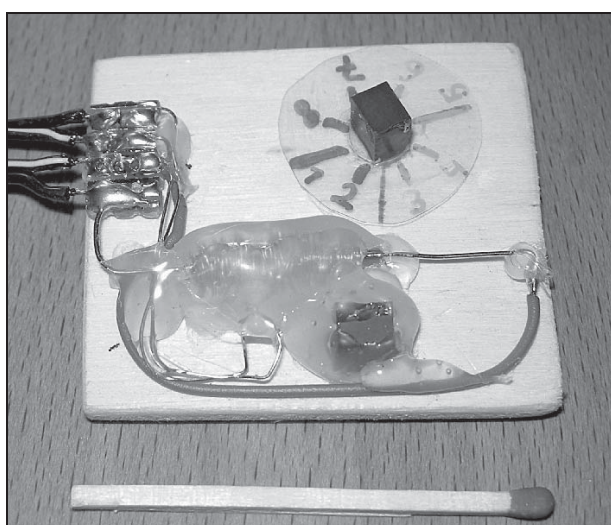
DIVERS

La sensibilité d'un contact à lames souples peut être influencée en approchant (avec précaution) un petit aimant. Un contact à lames souples fait aussi preuve d'une hystérésis prononcée : il existe une différence marquée entre l'intensité du champ d'enclenchement et celle du champ de déclenchement.

Ces deux caractéristiques permettent de réaliser un élément à deux états stables – bref une bascule. Il suffit de placer un petit aimant à proximité immédiate du contact en ampoule.

La mise en œuvre est toutefois un brin plus compliquée : il faut déterminer la distance optimale à une fraction de millimètre près. Mais, si cela réussit, on dispose d'un élément commutable par champ magnétique. Un deuxième aimant ou un petit enroulement fera l'affaire. L'état de commutation est stable sans autre dépense d'énergie.

Il était malgré tout impossible d'atteindre un état de commutation symétrique. On a fait appel à un deuxième aimant tournant monté à une distance légèrement supérieure. En tournant avec précaution le

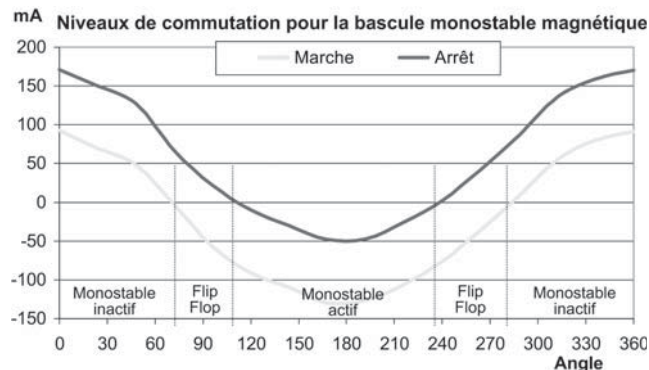




deuxième aimant, on peut ajuster le comportement de commutation dans une plage étendue. On parvient à une mise au point parfaite du comportement bistable.

La bobine d'actionnement (un mètre de fil de cuivre émaillé environ, un foret de 2,5 mm servant de noyau) a été fixée à l'endroit le plus sensible du contact en ampoule. La disposition visible sur la photo commute avec un courant d'enroulement de l'ordre de 40 mA.

Il est aussi possible d'atteindre un comportement de commutation complètement différent. Par exemple un enclenchement stable et un déclenchement à une valeur plus élevée du courant, bref un fusible électronique. Un état normalement déclenché peut aussi commuter pour une valeur déterminée du courant de la bobine, comme un relais ajustable. La plage des points de commutation du prototype représenté ici est de l'ordre de  $\pm 180$  mA. Les points de



commutation sont stables au milliampère près lorsque le second aimant est fixé.

Le graphique représente les points de commutation selon l'angle de rotation de l'aimant et le courant dans l'enroulement. La courbe n'est pas lisse, une indication qu'il s'agit de véritables mesures.

Sans le second aimant, le contact s'enclenche à 63 mA et se déclenche à -17 mA.

(071158-I)

Bernhard Schnurr

## 103 Capteur auditif stéréo

CAPTEURS

### Comment permettre à un robot de localiser des sources sonores

**Les serveurs robots de l'avenir doivent être capables de localiser leur « maître » ou « maîtresse », de les identifier à la voix et aussi de comprendre leurs ordres vocaux. Cet article est consacré à la localisation acoustique basée sur la fonction d'intercorrélation. Une simplification de ce procédé de calcul met le tout à la portée d'un microcontrôleur. Le « capteur binaural » ainsi conçu peut déterminer la direction d'un signal sonore continu à 10° près.**

Le robot en LEGO, GASTON [1], réalisé en 2003 par des élèves (grande photo) comporte un grand nombre de fonctions intéressantes, telles qu'exprimer des sentiments. Il peut en outre localiser des sources sonores dans l'espace et tourner la tête dans cette direction. Il se sert pour cela d'un capteur dit à effet d'antériorité ou de Haas équipé de trois microphones. Une onde sonore parvient à chaque micro à un instant différent. Ce décalage temporel permet d'estimer la direction d'où proviennent des bruits

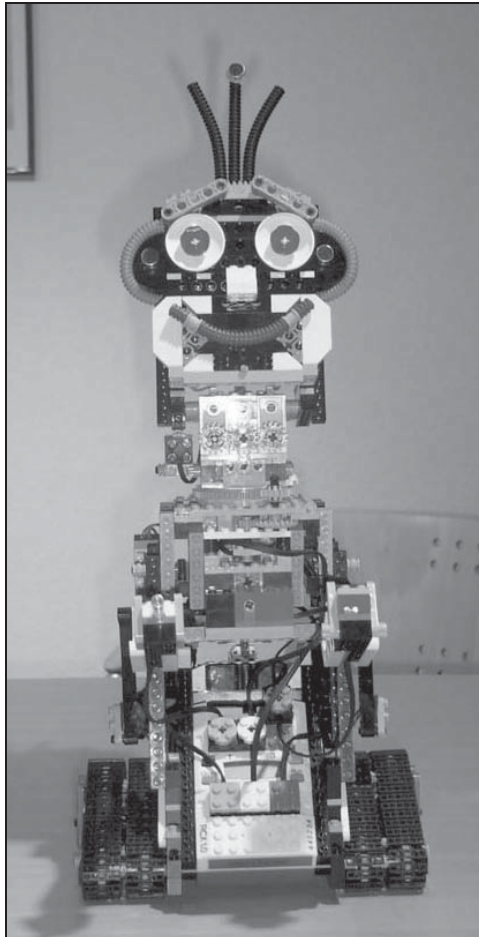
d'un niveau plus ou moins élevé (applaudissements ou claquements de doigts).

Malgré son impressionnante panoplie fonctionnelle, l'ouïe de GASTON ne lui permet pas de repérer un bruit continu, sans parler de localiser sa provenance. Il faut recourir à des techniques plus élaborées, atteignant même le franchement complexe, comme nous le verrons ci-dessous.

### Comment effectuer une localisation acoustique

L'ouïe humaine est un système d'une extrême complexité aux propriétés étonnantes. Elle se compose de l'organe sensoriel proprement dit et des régions cervicales chargées de l'analyse. Sans ces dernières, il serait impossible de séparer les informations nécessaires de la cacophonie ambiante. Le cerveau effectue entre autres une détermination extrêmement complexe de la direction d'où provient le son. La précision de cette détermination atteint 3° environ ! Le repérage correct exige la collaboration de plusieurs sous-systèmes. Il faut tout d'abord posséder deux oreilles, ce que l'on traduit





par « système binaural ». L'ouïe dispose de différentes méthodes pour localiser latéralement une source sonore.

#### a. Interaural Level Difference – ILD

La longueur d'onde des basses fréquences dépasse le diamètre d'une tête humaine. Elles contournent donc celle-ci, de sorte qu'elles atteignent les deux oreilles avec une intensité du même ordre. Pour les fréquences dépassant 1 kHz, la tête constitue au contraire un obstacle qui joue le rôle de filtre passe-bas (jusqu'à -20 dB) en dispensant une « ombre sonore ». Le signal reçu par l'oreille orientée vers la source sonore est bien plus fort que celui que reçoit l'autre oreille (**figure 1**).

#### b. Interaural Time Difference – ITD

Si le son arrive latéralement, la réception des signaux par les deux oreilles n'est pas simultanée.

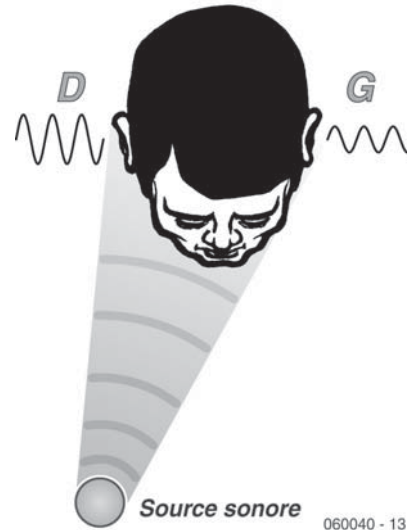


Figure 1 - Pour les fréquences dépassant 1 kHz, la tête constitue un obstacle qui joue le rôle de filtre passe-bas. Le signal reçu par l'oreille orientée vers la source sonore est bien plus fort que celui que reçoit l'autre oreille.

Ce délai est mesuré à l'aide d'une sorte d'intercorrélation neuronale. Le déphasage entre les deux signaux permet en effet de déterminer l'angle par rapport à la source sonore (azimut  $\alpha$ ).

Considérons la **figure 2**. Mathématiquement, tous les points  $M(u,v)$  ayant la même différence de temps de propagation se trouvent sur une hyperbole dont l'équation est :

$$\frac{u^2}{a^2} - \frac{v^2}{b^2} = 1, \quad a = \frac{\Delta x}{2}, \quad b^2 = k^2 - a^2$$

où  $k$  est la moitié de la distance entre les oreilles et  $\Delta x$  le chemin parcouru par l'onde sonore pendant la courte différence de temps  $\Delta t$ , où  $\Delta x = c \cdot \Delta t$ . La vitesse du son  $c$  vaut 343 m/s à 25 °C.

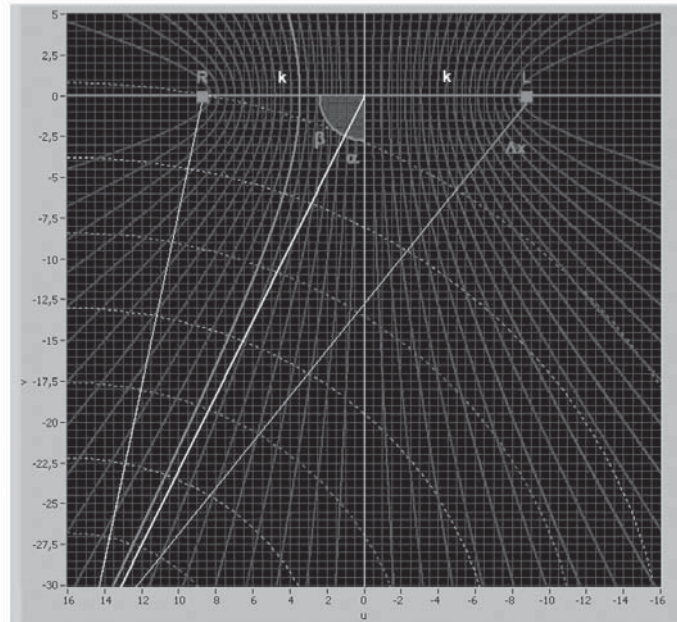
La partie avant de l'hyperbole se rapproche asymptotiquement de l'équation :

$$v = \frac{b}{a} \cdot u \quad \text{avec} \quad \tan(\beta) = \frac{b}{a}$$

$$\beta = \arctan\left(\sqrt{\frac{4k^2}{c^2} \cdot \frac{1}{\Delta t^2} - 1}\right)$$

Pour R (*Right* : oreille droite), on a :  $\alpha = 90^\circ - \beta$ , pour L (*Left* : oreille gauche), par conséquent  $\alpha = -(90^\circ - \beta)$ .

Figure 2 - Si le son arrive latéralement, la réception des signaux par les deux oreilles n'est pas simultanée. Mathématiquement, tous les points ayant la même différence de temps de propagation se trouvent sur une hyperbole (grise) dont une asymptote (blanche) se rapproche : Le cerveau peut en déduire la direction de la source sonore à défaut de son emplacement.



L'ouïe doit encore obtenir des informations supplémentaires sur la provenance avant ou arrière du son. De plus, le son peut provenir d'en haut ou d'en bas. On se trouve donc en présence d'un hyperboloïde à la surface duquel sont situés tous les points ayant la même différence de temps de propagation. Pour résoudre ce genre d'ambiguïté, l'oreille humaine fait appel aux modifications caractéristiques de la représentation spectrale dues au tronc, à la tête et aux pavillons des oreilles. Des mouvements de la tête, qui pourraient tenir compte de l'effet Doppler, sont également impliqués.

L'exemple qui suit donne une idée de la puissance de calcul que doit fournir le cerveau lui-même lors de la détermination gauche-droite. Supposons que le son provienne de la droite ( $\alpha = 20^\circ$ ). Dans le cas d'un éloignement moyen des oreilles de 17,5 cm, les équations nous donnent un temps de propagation de 175  $\mu$ s. Avec  $3^\circ$ , la valeur se réduit à 27  $\mu$ s. Que le cerveau (dont le temps d'activation des neurones est de l'ordre de la milliseconde) puisse mesurer des différences de temps aussi brèves et en déduire la direction laisse entrevoir un mécanisme d'une grande complexité.

Les limites d'application de la détermination ITD sont évidentes. À partir de 1 kHz, la différence maximale de temps de propagation de 500  $\mu$ s déter-

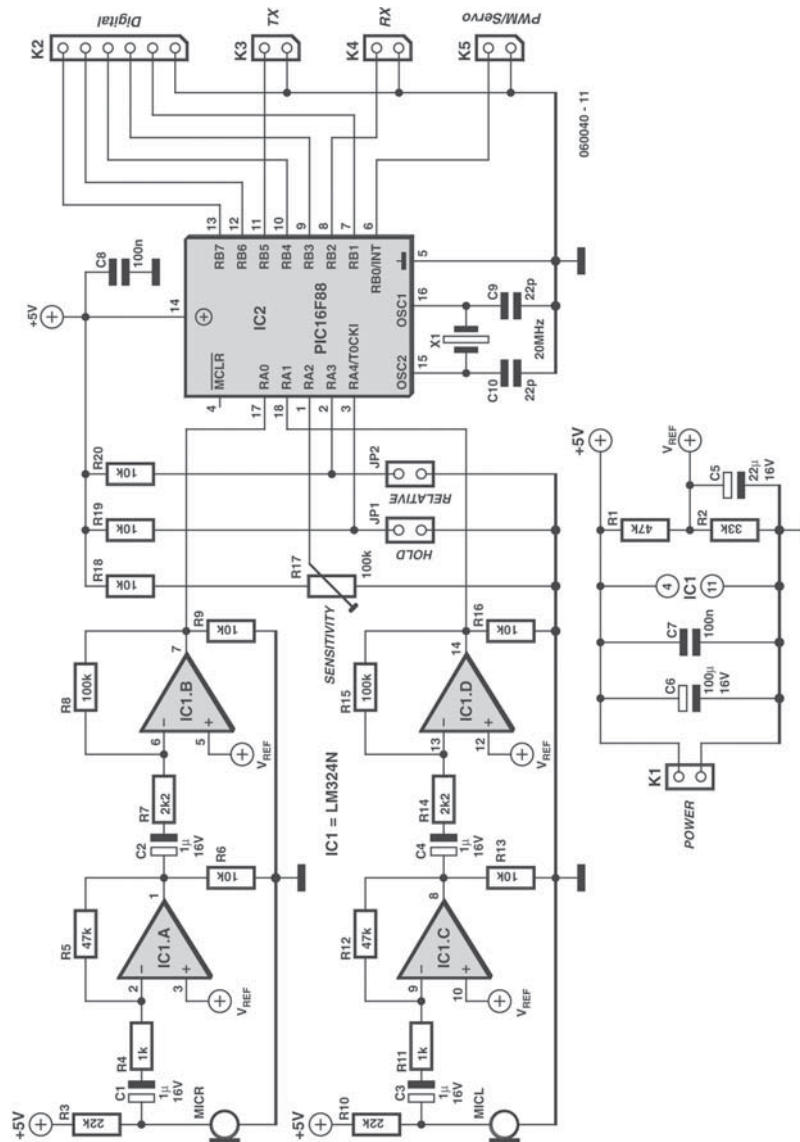
minée par la distance interauriculaire correspond à la moitié d'une période, soit à une relation de phase de  $180^\circ$ . Il devient alors impossible de déterminer si le signal de droite est en avance ou en retard de phase par rapport au signal de gauche.

### c. Effet d'antériorité

De fortes distorsions des signaux par réverbération acoustique compliquent passablement la localisation. Un sous-système prend alors le relais, l'interprétation gauche-droite. Son fonctionnement rappelle celui de la détermination ITD à la différence essentielle près que seul le front de l'onde sonore est considéré. On peut se représenter ce système comme une porte neuronale qui s'ouvre pendant environ 1 ms en présence d'un signal sonore. La différence de phase des deux signaux reçus et raccourcis est alors extraite. Tous les échos suivants sont rejetés. L'ouïe du robot GASTON est basée sur cet effet. Il va sans dire que l'analyse d'antériorité ne convient pas dans le cas d'un signal continu.

### L'intercorrélation, une alternative

L'intercorrélation (corrélation croisée) compte parmi les méthodes les plus populaires permettant de comparer deux signaux équivalents. Comme l'analyse de Fourier, elle fait partie des incontour-



nables parmi les techniques numériques de traitement du signal.

La fonction numérique d'intercorrélation de deux signaux enregistrés se calcule comme décrit ci-dessous. On obtient la valeur de cette fonction à  $\Delta t = 0$  en effectuant tout d'abord le produit des valeurs mesurées des deux signaux pour tous les points  $t$ . On additionne alors tous ces produits et on applique un facteur de normalisation au résultat. On

procède de façon analogue pour calculer la fonction d'intercorrélation à une autre valeur du temps, par exemple  $\Delta t = 1 \mu s$ . On décale toutefois d'abord le second signal de  $1 \mu s$  par rapport au premier. On multiplie ensuite toutes les mesures, on additionne les produits et on effectue la normalisation. On procède de façon identique pour calculer toutes les autres valeurs de la fonction d'intercorrélation. Il faut bien entendu limiter le volume de calcul en choisissant un pas raisonnable.

## Liste des composants

**Résistances**

R1,R5,R12 = 47 kΩ  
 R2 = 33 kΩ  
 R3,R10 = 22 kΩ  
 R4,R11 = 1 kΩ  
 R6,R9,R13,R16,R18,R19,R20 = 10 kΩ  
 R7, R14 = 2kΩ2  
 R8, R15 = 100 kΩ  
 R17 = ajustable 100 kΩ

**Condensateurs**

C1,C2,C3,C4 = 1 μF/16 V  
 C5 = 22 μF/16 V  
 C6 = 100 μF/16 V  
 C7,C8 = 100 nF  
 C9,C10 = 22 pF

**Semi-conducteurs**

IC1 = LM324  
 IC2 = PIC16F88 (programmé, EPS060040-41)

**Divers**

X1 = quartz 20 MHz  
 Support DIL14  
 Support DIL18  
 K1,K3,K4,K5 = embase autosécable à 1 rangée  
 de 2 contacts (K4 est ponté pour l'instant par  
 une résistance de 100 kΩ, cf. texte)  
 K2 = embase autosécable à 1 rangée  
 de 6 contacts  
 JP1,JP2 = cavalier  
 MicR,MicL = micro électret CZ034  
 Platine EPS060040-1

La fonction d'intercorrélation permet de déterminer si les deux signaux sont « corrélés ». Supposons par exemple que le premier signal soit déphasé par rapport au second, mais sinon très semblable ; la fonction d'intercorrélation possédera un maximum prononcé à l'endroit du déphasage. Le grand nombre de multiplications et d'additions vaut à la fonction d'intercorrélation la réputation d'être un des consommateurs les plus redoutables de temps processeur.

**Comment limiter le volume de calcul**

L'audition de notre robot ne souffrira aucunement d'une recherche du déphasage restreinte à la plage basée sur la distance entre les deux oreilles – pardon microphones. Il est en outre facile de démontrer que la maximisation de la somme des produits (intercorrélation) équivaut à la minimisation d'une fonction bien plus simple à calculer. La somme des différences des deux valeurs du signal (au carré) peut

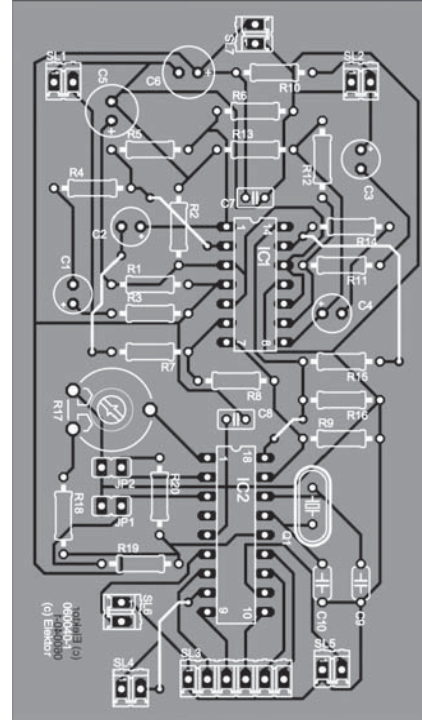


Figure 4 - Schéma de montage du capteur binaural. Le dessin des pistes est téléchargeable gratuitement depuis le site Web d'Elektor [3].

être transformée pour chaque déphasage  $\tau$  de telle sorte que la fonction d'intercorrélation  $\gamma(\tau)$  apparaitra dans l'équation.

$$\begin{aligned}
 f(\tau) &= \sum [x(t) - y(t+\tau)]^2 \\
 &= \sum [x^2(t) + y^2(t+\tau) - 2x(t)y(t+\tau)] \\
 &= \sum x^2(t) + \sum y^2(t+\tau) - 2 \sum x(t)y(t+\tau) \\
 &= c_1 - 2 \sum x(t)y(t+\tau) \\
 &= c_1 - 2 \cdot N \cdot \gamma(\tau)
 \end{aligned}$$

$$\text{avec } \gamma(\tau) = (2N)^{-1} [c_1 - f(\tau)]$$

La valeur  $c_1$  est identique pour tous les déphasages. En effet, les carrés de toutes les valeurs du signal sont additionnées chaque fois, quelle que soit leur relation de phase. ( $N$  est la moyenne géométrique, elle aussi constante, de toutes les valeurs du signal. Elle est le coefficient de normalisation de  $\gamma(\tau)$ .) Il est évident qu'une maximisation de la fonction d'intercorrélation est équivalente à une minimisation de la somme des déviations  $f$ . On peut enfin



remplacer  $f$  par la fonction suivante qui ne nécessite qu'une puissance de calcul bien plus modeste

$$g(\tau) = \sum |x(t) - y(t+\tau)|$$

et le comportement de la courbe obtenue est similaire à celui de la fonction d'intercorrélation. Il suffit pour cela de soustraire l'une de l'autre les deux valeurs instantanées du signal puis de laisser tomber le signe, en d'autres termes de déterminer la valeur de la différence d'amplitude. La somme constitue une valeur non normalisée qu'il faut minimiser. Nous disposons ainsi d'une méthode de calcul au moins 20× plus rapide que l'intercorrélation.

### Comment réaliser son propre capteur binaural

Le circuit (**figure 3**) est on ne peut plus simple. Il se compose de deux canaux audio équipés chacun d'un microphone à électret et d'un amplificateur à deux étages. Les sorties des amplificateurs sont raccordées à deux entrées du microcontrôleur configurées comme convertisseurs A/N. La sensibilité du capteur est ajustée par l'ajustable R17 (*Sensitivity*).

Les repérages sont disponibles au rythme d'un dixième de seconde. Ils sont fournis sous différentes formes pour que le capteur puisse être raccordé à différents types de robots. Le résultat de chaque repérage est envoyé sous forme d'octet de mesure (2400, 1, N, 8) par le module UART (*TX*). Il est aussi fourni sous forme de valeur numérique de 5 bits (*Digital*). La sortie servo (*PWM/Servo*) produit un signal 50 Hz d'une largeur de 1 à 2 ms permettant de commander un servomoteur de type courant destiné aux modèles réduits. Le cavalier 1 (*Hold*) peut être inséré pour effectuer des tests. Il permet d'effectuer une pause de 2 s entre deux mesures au cours de laquelle la dernière valeur de sortie est maintenue. Si le cavalier 2 (*Relative*) est inséré, la moyenne est envoyée si le signal est trop faible, sinon la valeur précédente est maintenue. Le capteur offre en effet deux configurations de base. S'il fait partie d'un robot mobile, les microphones se déplacent avec la base de celui-ci. Le robot ne doit pas pivoter quand les signaux sont faibles, sous peine de poursuivre en vain un bruit fantôme. L'azimut de  $\alpha = 0$  fourni par le capteur donne le résultat désiré. Si par contre le capteur utilise une configuration fixe des microphones, par exemple pour commander une caméra Web, une interprétation erronée ferait pivoter continuellement celle-ci. La stratégie dans ce cas consiste à conserver la dernière valeur correcte.

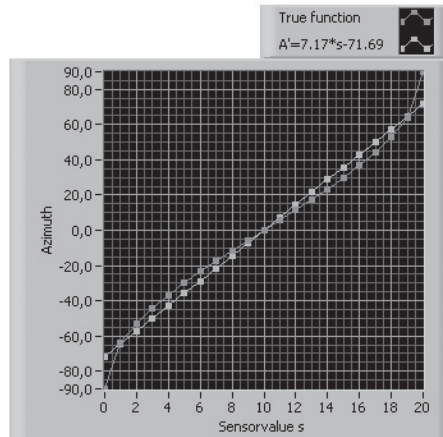


Figure 5 - La précision du repérage varie en fonction de l'azimut. La moyenne est de l'ordre de 9°.

L'entrée *RX* ne remplit actuellement aucune fonction. Elle pourrait toutefois être utilisée lors d'une future mise à jour du micrologiciel. Il est préférable de relier cette entrée à la masse par une résistance additionnelle de 100 kΩ pour éviter les phénomènes d'entrée flottante.

### Séquence temporelle et résolution

Le capteur doit avoir un taux d'échantillonnage suffisamment élevé pour déterminer des ITD (donc des différences de temps de propagation) dans une plage de 200 à 1000 Hz. Ce but ne sera atteint qu'avec une organisation élaborée du programme du microcontrôleur. Le PIC16F88 offre un accès simple et rapide des  $2 \times 96$  octets dans les blocs de mémoire (*banks*) 2 et 3. Il suffit de modifier un seul bit pour que les valeurs des deux canaux de signalisation soient mémorisées à la vitesse de l'éclair par adressage indirect.

Bien que le PIC16F88 possède des convertisseurs A/N 10 bits, seuls les 8 bits les plus significatifs sont utilisés. On obtient une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz. Les valeurs de mesure sont lissées par un filtre FIR. Le programme ignore simplement les erreurs d'interprétation ; la dernière valeur correcte est maintenue.

Un déphasage de 180° pour un signal de 1 kHz correspond à une différence de temps de propagation 0,5 ms, donc à la durée de mesure de 10 points.

La plus petite différence du temps de propagation

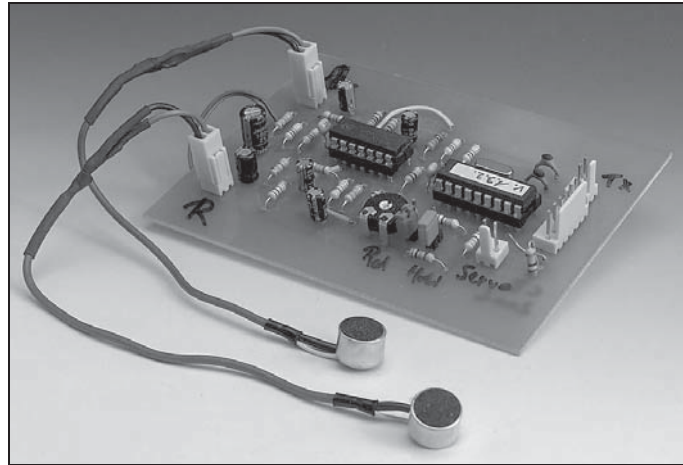


Figure 6 - Prototype de notre capteur binaural.

déTECTABLE équivaut à une distance minimale de :

$$d_{\min} = 50 [\mu\text{s}] \cdot 343 [\text{m/s}] = 1,7 \text{ cm}$$

La distance optimale  $2k$  entre les microphones est donnée par :

$$2k = 10 [\text{Samples}] \cdot d_{\min} = 17 \text{ cm}$$

Si le signal provient exactement de la droite ou de la gauche (azimut  $\alpha = \pm 90^\circ$ ), une différence du temps de propagation égale à  $\pm 10$  échantillons (*samples*) est mesurée. Le calcul de la corrélation comporte donc au moins 20 sommations des différences d'amplitude. Considérons maintenant le cas où les microphones sont fixés à une « tête ». Il faut remplacer la distance interaurale directe par le trajet réel du son diffracté autour de la tête, c'est-à-dire par la longueur d'arc maximale  $r \cdot \pi$ , où  $r$  est le rayon de la tête. Le rayon doit être tel que la longueur d'arc ne dépasse pas 17 cm.

La précision du repérage varie en fonction de l'azimut. Comme on peut le déduire de la **figure 5**, elle atteint environ  $5^\circ$  quand le son provient de l'avant. Elle atteint  $11^\circ$  avec des ondes venant du côté. Elle n'est plus que de  $25^\circ$  à la limite de détection. La moyenne est de l'ordre de  $9^\circ$ . La caractéristique de directionnalité prononcée des microphones à électret rend superflue toute analyse supplémentaire en sens longitudinal.

Le PIC16F88 a été programmé avec PICLab. Cet environnement de développement, basé sur LabVIEW, a été conçu pour répondre aux besoins du *Center for Engineering Education Outreach*

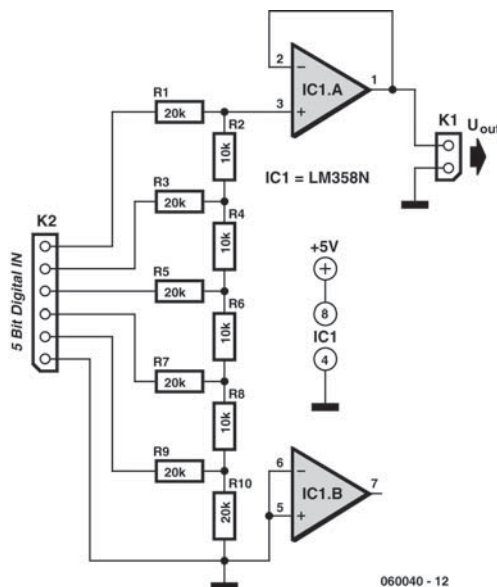


Figure 7 - Le réseau de résistances sert de convertisseur N/A. Il faut ici utiliser des résistances à de tolérance de 1%.

(CEEEO) de la Tufts University, Massachusetts. Il est actuellement disponible en version bêta.

Le programme en langage assembleur [Binaural\\_v132.asm](#) et le fichier en pseudo-code binaire [Binaural\\_v132.hex](#) peuvent être téléchargés à partir du site Web d'Elektor [3]. Un contrôleur



programmé peut être obtenu au même endroit. Le schéma de montage est reproduit dans la **figure 4**. Le dessin de la platine peut être téléchargé gratuitement depuis le site Web d'Elektor [3].

### Montage et test

Lors de la réalisation pratique de ce capteur, il est parfois nécessaire de raccorder les microphones par des câbles audio blindés. On empêche ainsi un taux excessif de signaux parasites de parvenir aux entrées des amplificateurs. Notre prototype est reproduit dans la **figure 6**.

Le courant de l'ordre de 10 mA consommé par ce capteur est assez faible pour qu'une alimentation 5 V, de faible puissance mais stable, suffisent déjà à ses besoins. Les microphones, montés vers l'avant, doivent se trouver à une distance de 17 cm l'un de l'autre. Un signal de test de 500 Hz est idéal pour les premiers essais. On peut aussi pousser la chansonnette ou en charger la radio. Il faut tout d'abord faire pivoter le potentiomètre trimmer jusqu'à la butée de gauche pour que le capteur offre la sensibilité la plus élevée. Pour obtenir une ten-

### Signification des valeurs de sortie du capteur

Direction	(s+2) entier 8 bits (TX)	PWM/ Servo	(s+6) entier 5 bits (Digital)
À fond à droite	22	2 ms	26
Centre	12	1,5 ms	16
À fond à gauche	2	1 ms	6

sion comme signal de sortie, il est recommandé de raccorder un réseau de résistances 2R/R en aval de la sortie numérique des capteurs (**figure 7**). Il est toutefois indispensable de le faire suivre d'un convertisseur d'impédance.

### Liens Internet

- [1] [www.convict.lu/Jeunes/RoboticsIntro.htm](http://www.convict.lu/Jeunes/RoboticsIntro.htm)
- [2] [www.ultimaterobolab.com](http://www.ultimaterobolab.com)
- [3] [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

(060040-I) Claude Baumann et Laurent Kneip

## 104 Contrôleur de moteur CC MLI de 3 A

### ACTIONNEURS

Ce circuit est conçu pour des applications de commande de déplacement, un besoin classique en robotique ! Ce contrôleur de moteur CC MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais) à prix abordable peut piloter n'importe quel moteur PMDC (*Permanent Magnet Direct Current* = à courant continu et aimants permanents) entre 12 et 30 V et 3 A maximum. La direction du moteur est pilotée par un commutateur à glissière et la vitesse par un potentiomètre ordinaire.

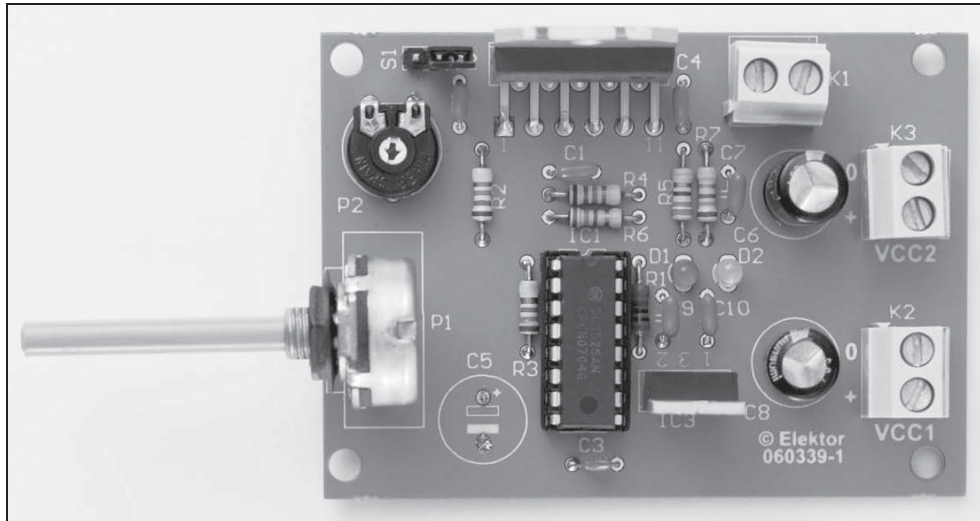
Le schéma du circuit de la **figure 1** présente des circuits intégrés de type LMD18200 et SG3525 au cœur du montage. Le SG3525 est un circuit de commande de modulation de largeur d'impulsions (MLI), le LMD18200 étant lui un pont en H (*H bridge*) permettant au moteur de fonctionner dans les deux sens de rotation.

Le circuit SG3525 supporte la commande de fréquence et le pilotage du rapport cyclique. La fréquence de l'oscillateur est déterminée par les composants pris aux broches 5 et 6. L'ajustable P2 sert à régler la fréquence entre 1,16 et 35 kHz. Bien

### Caractéristiques

- ♦ Tension d'alimentation du moteur  
12 à 30 V CC
- ♦ Fournit jusqu'à 3 A de continu en sortie
- ♦ Fréquence PWM réglable de 1,16 à 35,1 kHz
- ♦ MLI réglable en continu par potentiomètre
- ♦ Rapport cyclique de 0 à 100%
- ♦ Commande de direction par commutateur
- ♦ Protection de charge court-circuitée
- ♦ Fermeture thermique
- ♦ Pas de montage en surface de composants
- ♦ Absence de microcontrôleur

qu'il soit habituellement recommandé de rester au-dessus de 20 kHz pour éviter d'entendre le bruit du moteur, cela n'est pas toujours possible en fonction du moteur utilisé. Le potentiomètre P2 détermine le rapport cyclique, qui peut être réglé de 0 à 100% pour commander la vitesse du moteur, et le condensateur C5 sert au redémarrage en douceur. Les transistors internes sont utilisés pour obtenir un rapport cyclique de 100%. Les transistors d'attaque internes utilisés sont mis à la masse par les broches 11 et 14



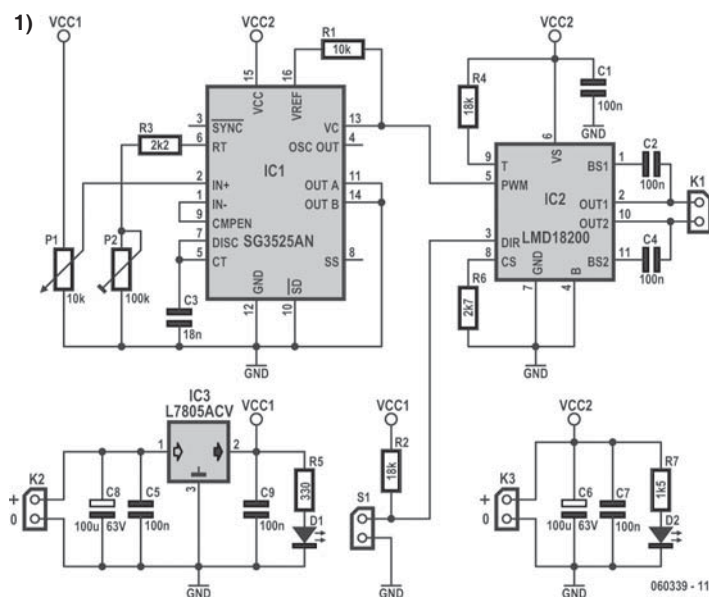
pour alterner les cycles d'oscillateur. La broche 16 du circuit intégré est la borne REF V, qui produit 5 V en sortie. La résistance R1 fournit la tension d'alimentation à un transistor interne à collecteur ouvert pour une sortie MLI à niveau TTL.

Quant au circuit LMD18200, le commutateur à glissière S1 (sur l'embase K1) pilote l'entrée de la commande de direction (broche 3) pour changer la direction du moteur de *cw* (*clockwise* = sens horaire) vers *ccw* (*counter clockwise* = sens antihoraire), ou inversement. La résistance R4 est

connectée à la broche de signalisation thermique T (broche 9), qui n'est pas utilisée ici. La fonction peut être utilisée pour envoyer un avertissement lorsque la température de la puce atteint 145 °C. Le circuit intégré est automatiquement mis hors service arrive à 170 °C. La broche 8 du circuit LMD18200 est l'entrée de détection de courant. R6 relie cette broche à la masse. L'entrée Brake (frein, broche 4) est reliée directement à la masse. Les condensateurs C2 et C4 à la sortie du moteur sont des condensateurs « d'amorce » (*bootstrap*). Les

broches 2 et 10 sont les sorties en pont H alimentant le moteur à courant continu.

Dans la section alimentation, les condensateurs C6 à C10 servent à supprimer les parasites sur les deux voies d'alimentation. Le régulateur de tension L7805ACV pour l'alimentation de la partie de logique accepte toute tension continue non régulée comprise entre 7,5 et 18 V appliquée au bornier K2. L'autre connecteur d'alimentation, K3, est destiné à l'alimentation du moteur. La capacité de l'alimentation du moteur dépend bien sûr du moteur utilisé. S'il est prévu 12 V, alors R7 devrait être de 1 kΩ, et si on



## Liste des composants

**Résistances**

R1 = 10 k $\Omega$   
 R2, R4 = 18 k $\Omega$   
 R3 = 2k $\Omega$   
 R5 = 330  $\Omega$   
 R6 = 2k $\Omega$   
 R7 = 1k $\Omega$   
 P1 = potentiomètre 10 k $\Omega$   
 P2 = ajustable 100 k $\Omega$

**Condensateurs**

C1, C2, C4, C5, C7, C9, C10 = 100 nF  
 C3 = 18 nF  
 C5 = 22  $\mu$ F/63  $\mu$ F  
 C6, C8 = 100  $\mu$ F/63 V

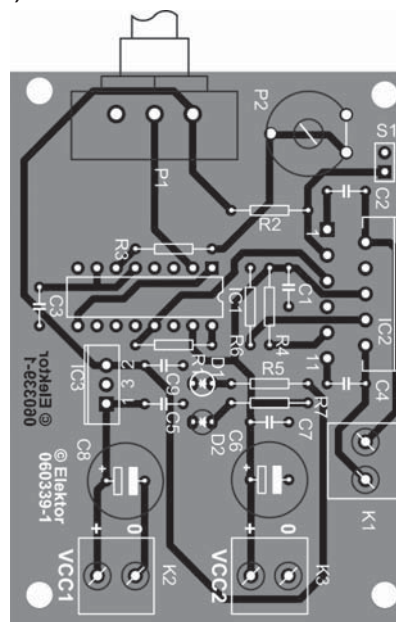
**Semi-conducteurs**

D1, D2 = LED  
 IC1 = SG3525AN  
 IC2 = LMD18200  
 IC3 = L7805ACV

**Divers**

K1 à K3 = bornier encartable à 2 contacts au pas de 5 mm  
 S1 = inverseur à glissière  
 Platine EPS060339-1\*\*\*

2)



une valeur de 1,5 k $\Omega$ . Si vous voulez utiliser un moteur lourd consommant plus de 1 A environ, il peut être utile de renforcer les pistes de cuivre venant de et allant vers K2/K3 en les dotant de vrais fils de cuivre de 1,5 mm<sup>2</sup> de section.

Si vous désirez interfacer le circuit avec une source fournissant de 0 à 5 V, enlevez simplement le potentiomètre P1 et appliquez la tension analogique à la broche 2 du circuit intégré.

La **figure 2** présente la platine de commande conçue pour le circuit, qui devrait s'adapter à de nombreuses applications à des endroits critiques

dans un robot. Après tout, la plupart des méthodes de déplacement d'un robot nécessitent un moteur quelconque. La platine a été conçue pour être compacte tout en utilisant uniquement des composants classiques, c'est dire que nous ne trouvons ici aucun composant CMS (Montage en Surface). Le dessin des pistes et la sérigraphie de l'implantation des composants sont téléchargeables gratuitement depuis notre site Web sous la référence EPS060339-1.zip.

(060339-1)

Rajkumar Sharma

**105** Mesure de tension négative avec le R8C

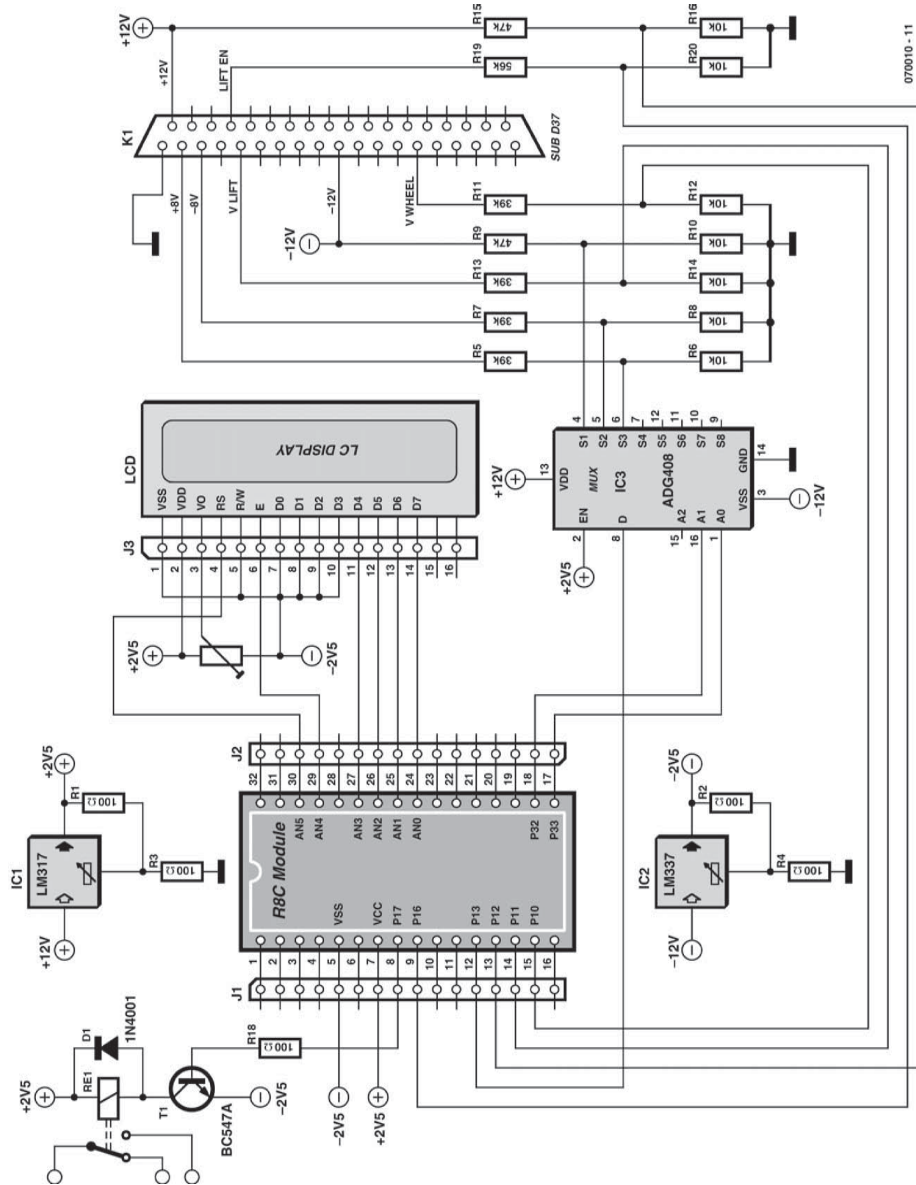
## TRUCS &amp; ASTUCES

Pour une « table d'hercule » (une petite plate-forme élévatrice électrique) du centre hospitalier de Bruxelles (UZ), nous devons concevoir un circuit capable de contrôler plusieurs tensions de commande et d'arrêter la table en cas de nécessité.

Les déplacements verticaux de la plate-forme étaient commandés par une tension continue variant entre + et -8 V, son amplitude déterminant la

vitesse et sa polarité, le sens des déplacements. Le contrôle de quelques autres tensions fixes était également demandé.

Nous avons réalisé ce projet à l'aide d'un module R8C d'Elektor choisi pour la facilité avec laquelle il était possible d'y connecter un module LCD et pour la qualité de son convertisseur analogique/numérique (CAN) sur 10 bits embarqué.



La connexion de l'affichage LCD ( $2 \times 16$  caractères) est identique à celle de la carte d'expérimentation d'Elektor (mars 2006, page 44). Le contrôleur est, de plus, associé à un multiplexeur de type ADG408. Ce dernier composant est demandé par la multiplicité des tensions à mesurer.

La particularité de ce projet est que nous devons lui confier la mesure de tensions aussi bien positives que négatives. En principe, le convertisseur analogique/numérique du R8C ne peut mesurer que

des tensions comprises entre 0 et 5 V. Pour résoudre ce problème, nous avons utilisé une alimentation symétrique pour le module R8C, donc plus et moins 2,5 V. Ces tensions sont fabriquées par un LM317 et un LM337. La broche 5 du module R8C est normalement à la masse ( $V_{SS}$ ). Dans ce cas, nous aurons  $-2,5$  V. Nous pouvons, de cette façon, mesurer des tensions comprises entre  $+2,5$  V et  $-2,5$  V. Les seuls points qui sont reliés à la masse sur le schéma appartiennent aux diviseurs de tension des

deux stabilisateurs (R1 à R4) et aux diviseurs de tension (R5 à R16, R19, R20) des signaux à mesurer (disponibles sur le connecteur K1, où sont appliqués tous les signaux pertinents de la table d'Hercule).

Le schéma comporte en outre un relais qui peut être commandé par le R8C et commandera directement l'arrêt de la table. Il s'agit d'une option.

Nous pouvons maintenant bien surveiller les tensions négatives. La résolution du convertisseur A-N sur 10 bits du R8C est de  $5\text{ V}/1024 = 0,00488\text{ V}$  par bit. Du fait de l'alimentation symétrique, le convertisseur affiche 512 pour une tension d'entrée nulle. Nous pouvons afficher un signe moins sur le LCD quand la valeur est inférieure à 512.

Le programme, en C, est le suivant :

```
if ( u < 512 ) // inférieur à 0,
    mettre signe négatif
```

```
{
    lcddata (45);
}
```

Il nous faut en outre, dans le logiciel, adapter les niveaux de tension, sachant qu'ils ont été abaissés par les six diviseurs de tension. Il nous faut en outre piloter le multiplexeur. En code C cela nous donne ceci :

```
pd3_3 = 1; //port 3.3 en sortie
p3_3 = 0; //port 3.3 => pour sélection
        de canal par MUX analogique
pd3_2 = 1;
p3_2 = 0; //port 3.2 => pour sélection
        de canal par MUX analogique
```

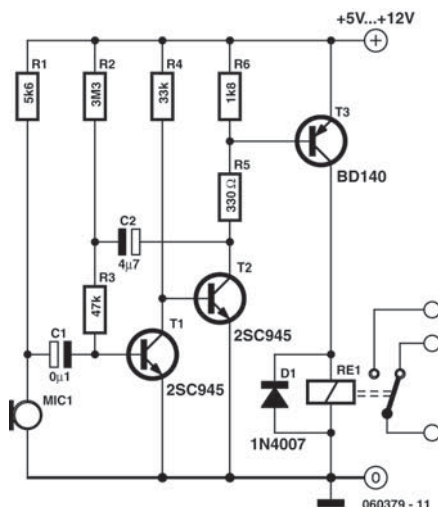
Trois canaux attaquent directement le convertisseur analogique/numérique (CAN). 1 des canaux est multiplexé pour les tensions +8, -8 et -12 V.

(070010-I)

Sven van Vaerenbergh  
UZ Brussel, service de radiothérapie

## 106 Commutateur à commande sonore

### CAPTEURS



Il peut s'avérer utile de commander par le son, non seulement en robotique mais aussi en domotique, par exemple, question de se construire une lampe qui répond à un coup sur la porte ou un claquement des mains. La lumière s'éteindra d'elle-même après quelques secondes. Elle peut constituer un moyen de dissuasion contre les cambriolages : si un individu tente d'ouvrir la porte ou de casser quelque chose, la lumière s'allumera et fera penser qu'il y a quelqu'un sur place.

Le circuit peut fonctionner avec n'importe quelle source régulée de courant continu entre 5 et 12 V, selon la tension requise pour la bobine du relais.

Quand vous brancherez l'alimentation pour la première fois, le relais s'activera sous l'effet du condensateur C2. Attendez quelques secondes pour qu'il retombe. Vous pouvez augmenter ou diminuer la période d'allumage en changeant la valeur de C2. Une capacité plus grande allonge la période et vice-versa. N'utilisez pas de valeur supérieure à 47 µF.

La résistance de polarisation R1 détermine dans une large mesure la sensibilité du microphone. D'ordinaire, un micro à électret est équipé d'un FET embarqué qui réclame une tension de polarisation pour fonctionner. Cherchez donc par essais successifs le niveau optimal de réponse au son.

Il y a lieu de prendre toutes les précautions requises quand on travaille sur des appareils alimentés par le secteur, en particulier ici les contacts des relais.

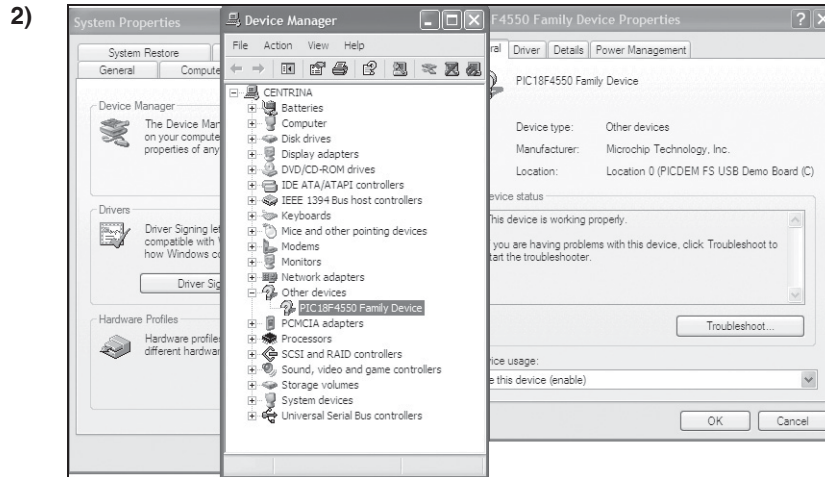
(060379-I)

Hesam Hoshiri









Vous ne devriez avoir aucune difficulté à assembler le tout sur un morceau de platine pour prototype ou de Veroboard (perforé ou à bandes).

### Logiciel

En contraste flagrant avec le matériel minimum, le logiciel pour ce projet est très vaste. Le plaisir, c'est qu'il est disponible gracieusement sur le site web d'Elektor sous le numéro d'archive 060342-11.zip. Le programme tout prêt est aussi à votre disposition, mais via l'e-choppe d'Elektor sous la référence 060342-41.

Il y a en réalité quatre fichiers zippés :

- ◆ **MCHPFSUSB.zip** contient tous les composants du projet que l'on peut télécharger gratuitement chez Microchip plus le projet spécial pour le microcontrôleur, la version de démonstration du logiciel et l'amorce de chargement qui cause : « talker ».
- ◆ **Project.zip** contient tous les fichiers nécessaires pour réaliser le projet en Builder C++6.
- ◆ **REQUIRED.zip** contient les fichiers de projet.zip que vous aurez à copier si vous voulez lancer un nouveau projet.
- ◆ **Without builder.zip** contient tous les fichiers nécessaires pour tourner le fichier .exe sans avoir installé Builder sur votre ordinateur.

Voici comment exécuter le logiciel.

1. Extraire le fichier MCHPFSUSB.zip dans le répertoire racine C:\. Vérifiez qu'il n'y a pas de doublon du classeur MCHPFSUSB du genre :  
[C:\MCHPFSUSB\MCHPFSUSB\repertoire\\_xx,](#)  
à la place de :

[C:\MCHPFSUSB\répertoire\\_xx.](#)

2. En utilisant un appareil adéquat, programmer le microcontrôleur PIC18F4550 par le fichier :  
[C:\MCHPFSUSB\fw\\\_factory\\_hex\picdemfsusb.hex.](#) La puce est aussi disponible déjà programmée.

### Réveil du F4550

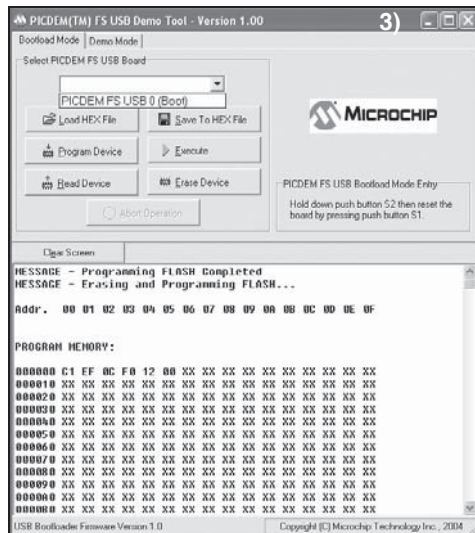
Quand vous avez réalisé le projet et vérifié qu'il n'y a pas d'erreur, vous pouvez connecter l'USB à l'hôte. Lors de la première connexion, Windows XP est préférable. Dès le branchement de la carte sur l'hôte, les LED D0 et D1 commencent à clignoter, puis l'hôte détecte l'appareil comme « PICDEM FS USB Demo Board © 2004 » et demande s'il y a des pilotes à bord. Sélectionnez alors les pilotes voulus situés en :

[C:\MCHPFSUSB\Pc\MCHPUSB Driver\Release\](#)

Windows va encore se plaindre que l'appareil ne réussit pas le test du logo Windows. Ignorez ses lamentations et continuez simplement l'installation de l'appareil.

Vous pouvez vérifier la bonne installation par une exploration dans le Gestionnaire de périphériques de Windows, il devrait ressembler à la **figure 2**. Maintenez enfoncé le bouton S3 (RB4) et mettez à zéro le microcontrôleur en poussant et lâchant S1. Cette procédure entraîne le microcontrôleur en mode « chargeur d'amorce ». L'hôte va détecter un nouvel appareil et il vous faudra répéter la procédure d'installation avec le pilote assis à la même place :

[C:\MCHPFSUSB\Pc\MCHPUSB Driver\Release\](#)



À partir de maintenant, vous pouvez charger de nouveaux programmes dans le microcontrôleur à l'aide du chargeur d'amorce en utilisant les poussoirs S3 et Mise à zéro.

L'application sur le PC qui communique avec le chargeur d'amorce est le fichier exécutable :

C:\MCHPFSUSB\Pc\pdfsusb\PDFSUSB.exe.

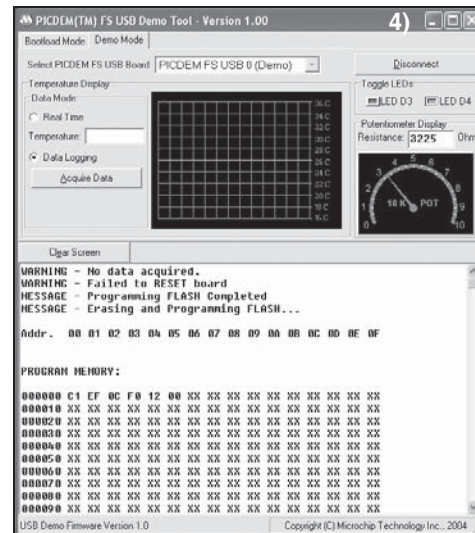
L'outil *Pdfsusb* doit apparaître dans la fenêtre de connexion exactement comme à la **figure 3**.

### Mode démo et chausse-trappes

Si vous mettez la carte à zéro sans garder le doigt sur S3, le microcontrôleur va exécuter le programme en mémoire, donc pas le chargeur d'amorce. Idem si vous cliquez sur le bouton « / Execute » dans l'application. C'est pourquoi le premier appareil détecté par l'hôte n'a pas été le chargeur d'amorce. C'était un programme de test avec l'autre partie de l'outil *Pdfsusb* (mode démo), il s'agit du bouton en haut, à gauche, à l'intérieur du mode Bootload.

Ce mode est représenté à la **figure 4**. Il permet la lecture de la position approximative du potentiomètre connecté à RA0, commande l'état des LED branchées sur RD2 et RD3 et mesure la température d'un capteur SPI qui n'est pas encore relié à la carte (aussi, ne tenez aucun compte de la température affichée).

Le micrologiciel Demo utilise quelques broches pour vérifier la tension principale sur l'USB (ceci n'est pas représenté dans le schéma). Il arrive que



cette vérification rate après connexion de l'appareil à l'ordinateur.

Heureusement, l'erreur ne vaut que pour le micrologiciel Demo, pas pour le chargeur d'amorce. Il y a une manière aisée d'éviter ceci.

Dans chaque projet inclus dans le dossier MCHPFSUSB, il y a un fichier

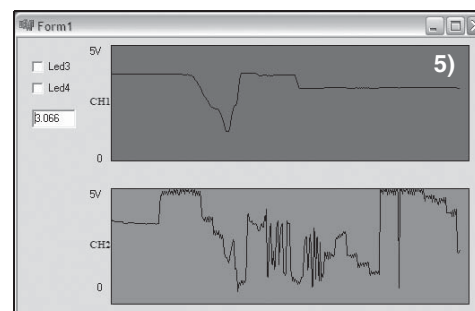
C:\MCHPFSUSB\Fw\project\_name\_folder\autofiles\usb-cfg.h.

Il contient les déclarations qui causent le problème. Il suffit de transformer en commentaire (//) les deux définitions SENSE\_IO comme le montre le **listage 1**.

Quand vous l'aurez fait, vous pourrez recharger le projet Demo ou n'importe quel autre de ce sujet, et tout marchera convenablement.

### On y va, Letsgo ?

Maintenant, il est temps d'explorer l'exemple d'application. Comme antérieurement, mettez le



### Listage 1

```

/** DEFINITIONS *****/
#define EP0_BUFF_SIZE      8    // 8, 16, 32, or 64
#define MAX_NUM_INT        1    // For tracking Alternate Setting

/* Parameter definitions are defined in usbdrv.h */
#define MODE_PP              _PPBM0
#define UCFG_VAL             _PUEN|_TRINT|_FS|MODE_PP

// #define USE_SELF_POWER_SENSE_IO
// #define USE_USB_BUS_SENSE_IO

```

microcontrôleur à zéro tout en enfonçant S3 pour exécuter le chargeur d'amorce et transférez dans le microcontrôleur le fichier hex situé dans :

C:\MCHPFSUSB\fw\Hid02\\_output\NICAPM.hex

À présent, lancez le programme.

Vous pouvez tourner l'application pour PC directement, sans avoir à installer C++ Builder6 sur l'ordinateur, à condition d'utiliser l'attirail du nom de « Without builder.zip ». De toute évidence, le microcontrôleur doit être branché sur l'hôte et exécuter le micrologiciel NICAPM.

La fenêtre de l'application demo devrait ressembler à la **figure 5**, qui montre les signaux sur le canal 0

(AN0, broche 2) et le canal 1 (AN1, broche 3). Il y a aussi un fichier d'archive appelé `project.zip` si vous désirez modifier quelque chose dans le projet PC.

Voulez-vous entamer un nouveau projet Builder ? Il ne vous faudra veiller qu'à deux choses :

1. Ajouter le fichier hid.lib en faisant :  
Project → Add to project → hid.lib
1. Changer l'alignement des données de mots, de Quad en octet, en faisant :  
Project → Options → Advanced Options  
→ Data alignment.

(060342-I)

Martin Valle

## 108 Programmeur STK200/300 optimisé

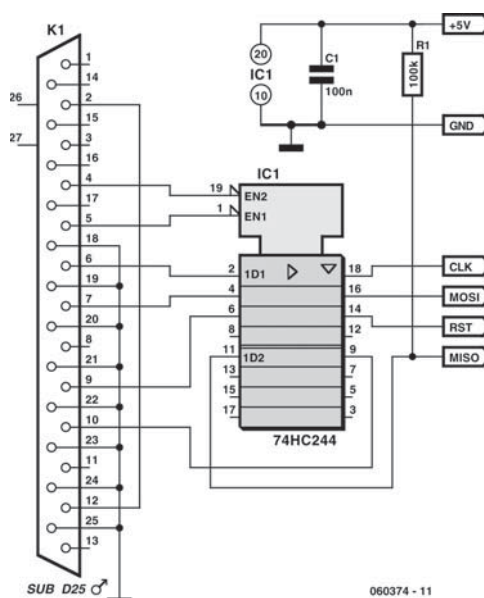
## MICROPROCESSEURS

### Pour $\mu\text{C AVR}$

Le programmeur STK200/300 accompagne presque tous les logiciels de programmation pour les microcontrôleurs AVR d'Atmel. Celui qui vous est proposé ici se différencie de ses semblables par son autosuffisance alimentaire, tout en offrant l'ensemble des possibilités de programmation du STK200 comme du STK300.

Pour rappel, les microcontrôleurs AVR se contentent de cinq fils seulement pour la programmation en circuit : horloge, MOSI, MISO, mise à zéro et masse, auxquels il faut ajouter la tension d'alimentation en +5 V, prélevée sur le microcontrôleur de la carte cible.

Sur le schéma du programmeur, vous ne trouverez rien d'autre qu'une puce tampon du type 74HC244, un connecteur mâle sub-D à 25 broches à brancher sur le port parallèle d'imprimante (Centronics) du PC, une résistance de forçage haut de 100 k $\Omega$  sur la ligne MOSI et un condensateur de découplage de 1  $\mu$ F sur l'alimentation de +5 V.



Un chouïa d'habileté vous permettra de pelotonner tout le circuit dans le boîtier du connecteur sub-D. Et pour compléter le tout, un petit bout de câble en nappe et une prise IDC à six broches vers la carte cible. Après programmation, il vous suffira de débrancher le câble de la carte cible.

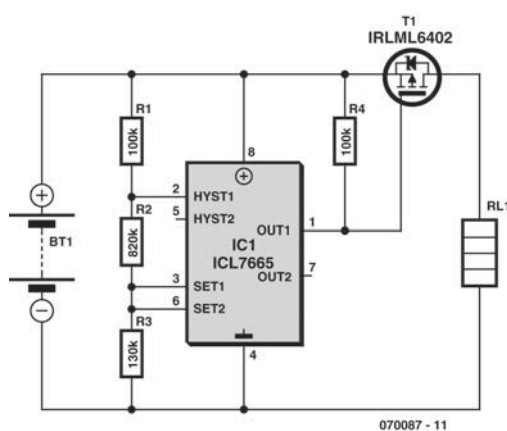
Le matériel pour les programmeurs STK200 ou STK300 est disponible dans de nombreux ensembles avec logiciels pour microcontrôleurs, par exemple BASCOM et CodeVision.

(060374-I)

Hesam Moshiri

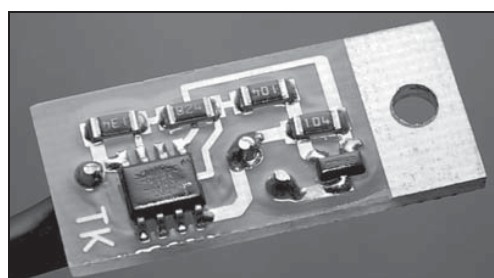
## 109 Anti-décharge profonde pour accus

ALIMENTATIONS & CHARGEURS



En intégrant une protection contre la décharge profonde dans l'alimentation, on peut éviter que les accumulateurs d'un appareil laissé en circuit se déchargent totalement. Elle interrompt automatiquement l'alimentation quand la tension des accumulateurs descend au-dessous d'un seuil inférieur (ici par exemple 9,5 V). L'interruption ne cesse que lorsque la tension de l'accumulateur dépasse un seuil supérieur (en l'occurrence 10,5 V), par exemple après le branchement d'un chargeur. La consommation du circuit de protection contre la décharge profonde devrait être elle-même aussi faible que possible.

Le composant ICL7665 d'Intersil se trouve au cœur du circuit de protection. Il comporte deux comparateurs avec référence de tension et se distingue par sa consommation extrêmement faible, même pas 3  $\mu$ A. Dans notre cas, seul le premier comparateur est nécessaire. Ses seuils sont positionnés aux valeurs indiquées plus haut au moyen des résistances R1 à R3. T1, un MOSFET canal P, met en circuit ou hors circuit la charge  $R_{Load}$  selon l'état de ce comparateur.



Les valeurs de seuil ou l'hystérésis peuvent être adaptées en fonction des caractéristiques désirées en modifiant la valeur des résistances R1 à R3. L'augmentation de la valeur de R3 jusqu'à 300 k $\Omega$  élève le seuil supérieur de 2 V à 12,5 V. La fiche technique du comparateur ICL7665 fournit tous les détails sur le choix de valeurs appropriées des résistances.

Le circuit de protection est réalisé en technique CMS, ce qui permet de le monter même dans un boîtier de petite taille. On pourra se passer d'outils spéciaux s'il est possible d'équiper la carte de résistances qui ne soient pas microscopiques. Un fer à souder normal à panne fine suffira. Pour plus de sécurité, la carte équipée et testée peut être placée dans un morceau de gaine rétractable avant d'être montée.

### Remerciements :

un grand merci pour tous les précieux conseils des membres du forum [de.sci.electronics](http://de.sci.electronics).

### Liens Internet

Fiche technique IRL7665 :

[www.intersil.com/data/fn/fn3182.pdf](http://www.intersil.com/data/fn/fn3182.pdf)

Fiche technique IRLML6402 :

[www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlml6402.pdf](http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irlml6402.pdf)

(070087-I)

Tilman Küpper







Figure 1 - L'outil gratuit « Code Architect » fait de l'utilisation des contrôleurs LPC900 un vrai jeu d'enfant.

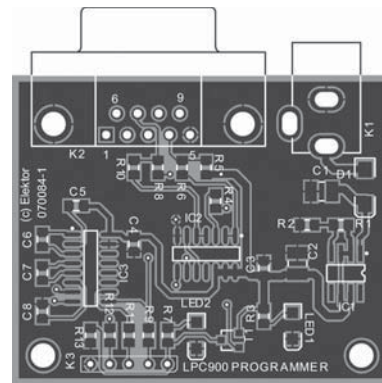


Figure 3 - Sérigraphie de l'implantation des composants.

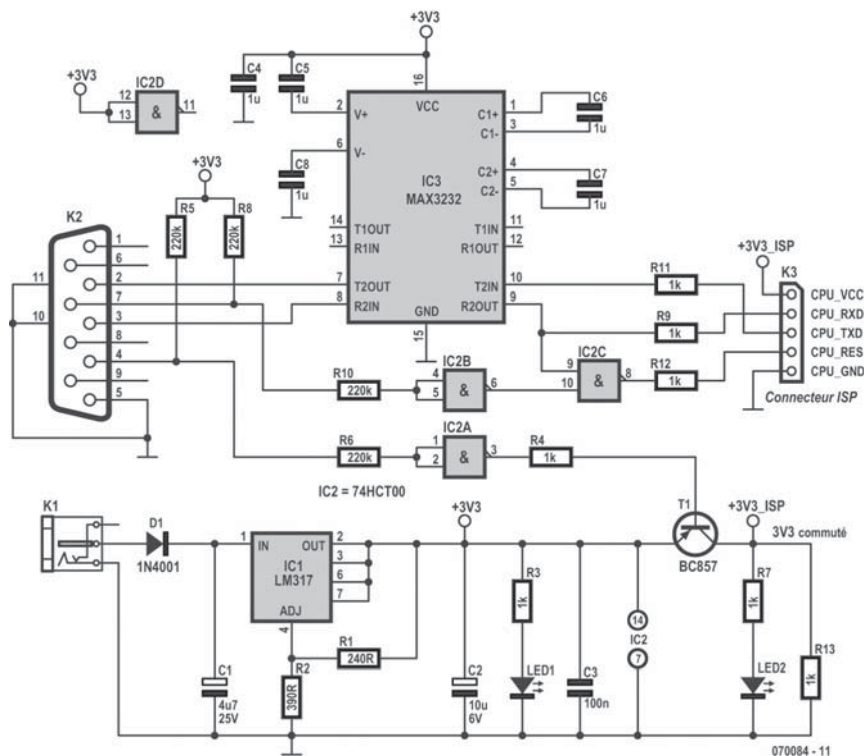


Figure 2 - L'électronique du programmeur pour LPC900.



## Liste des composants

**Résistances**

R1 = 240  $\Omega$  (CMS0805)  
 R2 = 390  $\Omega$  (CMS0805)  
 R3,R4,R7,R9,R11 à R13 = 1 k $\Omega$  (CMS0805)  
 R5,R6,R8,R10 = 220 k $\Omega$  (CMS0805)

**Condensateurs**

C1 = 4  $\mu$ F/25 V (CMS1206 ou 1210)  
 C2 = 10  $\mu$ F/6 V (CMS1206 ou 1210)  
 C3 = 100 nF (CMS0805)  
 C4 à C8 = 1  $\mu$ F (CMS0805)

**Semi-conducteurs**

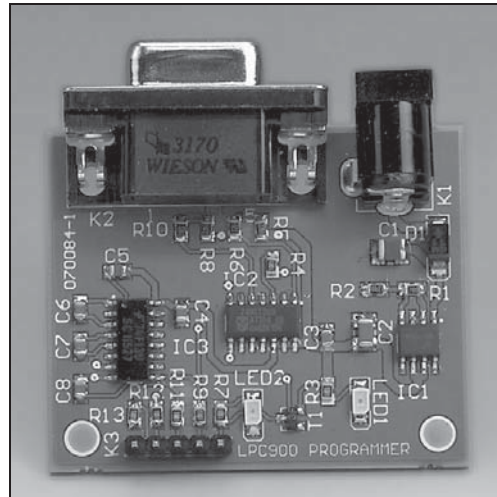
D1 = GF1M  
 T1 = BC857 (CMSSOT23)  
 LED1,LED2 = LED rouge (CMS0805)  
 IC1 = LM317 (CMSSO8)  
 IC2 = 74HCT00 (CMSSO14)  
 IC3 = MAX3232 (SO16)

**Divers**

K1 = embase jack d'alimentation encartable  
 K2 = embase sub-D à 9 contacts  
     en équerre encartable  
 K3 = embase autosécable à une rangée  
     de 5 contacts  
 Platine EPS070084-1\*\*\*

- ◆ Mémoire Flash (de 1 à 16 Koctets) programmable à 100% via ISP (*In-System Programming*) ou IAP (*In-Application Programming*)
- ◆ Oscillateur RC interne haute précision à base de quartz 7,3278 MHz convenant excellemment pour des taux de transmission allant jusqu'à 115 kbauds sans nécessité de quartz externe
- ◆ Les composants sont disponibles en version DIL mais aussi en variantes CMS (TSSOP) extrêmement compactes
- ◆ Un système minimaliste ne requiert qu'un unique condensateur comme composant connexe
- ◆ Nombreux périphériques embarqués : détecteur de tension faible (*brown-out*), chien de garde (*watchdog*), comparateurs, Convertisseur Analogique/Numérique (CAN)
- ◆ Tension d'alimentation allant de 2,4 à 3,6 V

La seule différence importante par rapport à un 8051 standard est une structure améliorée des Entrées/Sorties (I/O) : elles travaillent aussi en modes de fonctionnement compatibles CMOS, ce qui présente souvent des avantages. Il nous faut immédiatement mentionner une particularité importante : après une réinitialisation (*reset*) tous les ports se trouvent en mode d'entrée (*Input Mode*)



CMOS ce qui implique qu'il faut, le cas échéant, commencer par les initialiser.

Sinon, la mise en œuvre des LPC900 est extrêmement simple au point que l'on peut se passer de fiche de caractéristiques grâce au « Code Architect » de « Embedded Systems Academy » [2] gratuit. Cet outil est en mesure de générer les pièces de code-source en C correspondants (Cf. **figure 1**).

Le transfert de programmes vers les contrôleurs de type LPC900 se fait on ne peut plus simplement : si, après mise sous tension (*Power On*) de la CPU, il se présente trois impulsions dans une fenêtre de durée définie, la CPU saute vers un chargeur d'amorce (*bootloader*) le reste de la communication se faisant par le biais des lignes Rx/D et Tx/D. Une fois le téléchargement terminé, les trois lignes de signal sont disponibles, ce qui explique que l'on ait besoin d'un câble à cinq contacts pour le téléchargement.

Comme le montre la **figure 2**, le matériel requis se limite à bien peu de choses. Il est même en mesure d'alimenter le LPC en courant et fait même office de convertisseur d'interface (vers RS-232, et convient de ce fait idéalement pour un programme de terminal). On retrouve, en **figure 3**, la platine développée par l'auteur.

Le principe de fonctionnement est incroyablement simple : la CPU se laisse activer et désactiver par le biais de la ligne DTR. La ligne RTS fait office de sas : si RTS est activé, les signaux de la ligne Rx/D (RS-232) sont transmises à la broche de réinitialisation de la CPU, en vue d'activer le chargeur d'amorce.



Figure 4 - Les initialisations spécifiques du LPC ne comportent que cinq instructions.

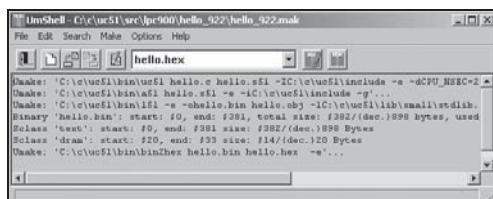


Figure 5 - Le compilateur µC/51 travaille avec un système Make classique parfaitement lisible.

**Remarque importante :** R13 sert à faire chuter rapidement la tension d'alimentation du matériel-cible. Il est judicieux de limiter à quelque 10 µF la capacité des condensateurs de l'alimentation 3,3 V du matériel-cible, vu que sinon il se pourrait que le contrôleur à programmer ne reconnaisse pas l'initialisation à la mise sous tension (POR = *Power-On Reset*).

On pourra, pour un flashage (programmation de la mémoire de programme) confortable, utiliser le programme gratuit « Flash Magic » de « Embedded Systems Academy », programme que nombre de lecteurs connaissent suite à la publication du lecteur RFID [3]. Cet outil intègre même un programme de terminal adéquat.

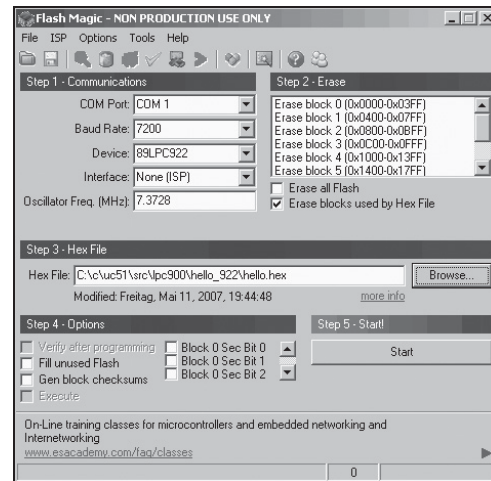


Figure 6 - Flash Magic est un outil gratuit servant à la programmation des contrôleurs LPC.

On a impérativement besoin, pour la programmation des membres de la famille LPC900, d'un compilateur C optimisant le code. Il en existe plusieurs versions commerciales. Il est bon ici de parler succinctement de la mise en œuvre du µC/51 [4]. On pourra, pour la quasi-totalité des variantes de la famille LPC900, parfaitement utiliser la version de démonstration gratuite de ce compilateur. La seule limitation que connaît cette version gratuite est celle de 8 Koctets de code seulement ce qui signifie qu'il est possible de réaliser des applications relativement complexes déjà à l'aide de contrôleurs compatibles 8051. Le compilateur produit un code extrêmement compact.

Il est en mesure, tout d'abord, de bien utiliser la RAM interne à la capacité quelque peu limitée des LPC en raison de la présence d'un processus d'optimisation graphique permettant l'utilisation multiple de secteurs de la mémoire. Il est possible ainsi, avec ces CPU minuscules, d'utiliser à plein la fonction « printf() ». Le µC/51 comporte en outre une librairie de virgule flottante complète et fiable (note : la société GeoPrecision a développé le µC/51 en tant qu'outil où il est utilisé et amélioré depuis de nombreuses années).

Les outils logiciels mentionnés plus haut collaborent parfaitement et réduisent énormément les durées de développement. En trois étapes on passe du code-source à un programme fonctionnel. Nous

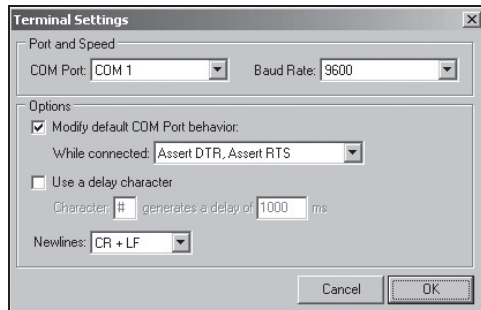


Figure 7 - Paramétrage des lignes RTS et DTR dans le programme de terminal de Flash Magic.

avons utilisé, à titre de démo, un microcontrôleur 89LPC922 dont le port P1.7 avait été doté d'une LED. Le listage donné en **figure 4** est un projet donné à titre d'exemple et que l'on trouve dans le  $\mu C/51$  à partir de la version 1.20.06. Comme le montre la **figure 5**, le compilateur utilise un système Make classique bien compréhensible. Avec ce programme, le transfert du programme vers le microcontrôleur se fait de façon quasiment intuitive (**figure 6**). Il est recommandé de configurer le pro-

gramme de terminal intégré dans « Flash Magic » de manière à démarrer immédiatement ensuite l'application sur le LPC.

**Important :** il faut paramétrer correctement la fonction des lignes RTS et DTR (activées toutes les deux) ce qu'illustre la recopie d'écran de la **figure 7**.

#### Littérature et liens Internet

- [1] [www.standardics.nxp.com/products/lpc900](http://www.standardics.nxp.com/products/lpc900) (NXP, fabricant du LPC900)
- [2] [www.esacademy.com](http://www.esacademy.com) (Embedded Systems Academy : Flash Magic, Code Architect)
- [3] Lecteur RFID (avec 89LPC935) d'Elektor, Elektor n°339, septembre 2006, page 28 et suivantes
- [4] [www.wickenhaeuser.de](http://www.wickenhaeuser.de) (compilateur  $\mu C/51$ , version de démonstration)
- [5] [www.geo-precision.de](http://www.geo-precision.de) (développement de projets géotechniques)

(070084-I)

Jürgen Wickenhäuser

## 112 Capteur de pouls sans fil

CAPTEURS

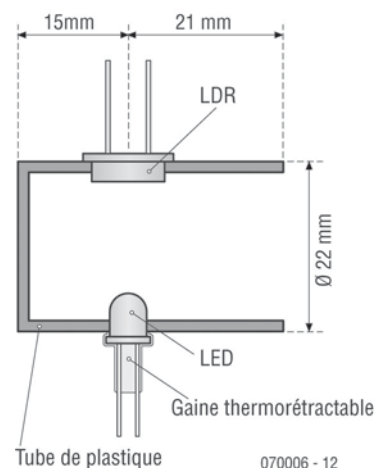
### Pour robots et autres commandes

Ce capteur de pouls a été conçu pour servir d'interface de communication homme-machine. Le robot peut réagir à au changement du rythme cardiaque de son vis-à-vis humain. Les sorties numériques du circuit permettent de l'utiliser efficacement dans d'autres applications.

Le capteur de pouls proprement dit est constitué par une LDR (résistance en pleine lumière 300  $\Omega$ , résistance dans l'obscurité environ 10 M $\Omega$ ) ordinaire et une LED claire (D1). Celle-ci doit produire au moins 1000 mcd et éclairer la LDR à travers le doigt. Chaque fois que le cœur effectue un battement pour envoyer du sang dans les artères, le doigt s'assombrit – tout au moins à l'intérieur. La LDR reçoit donc moins de lumière. L'évaluation qui s'ensuit donne lieu à une impulsion.

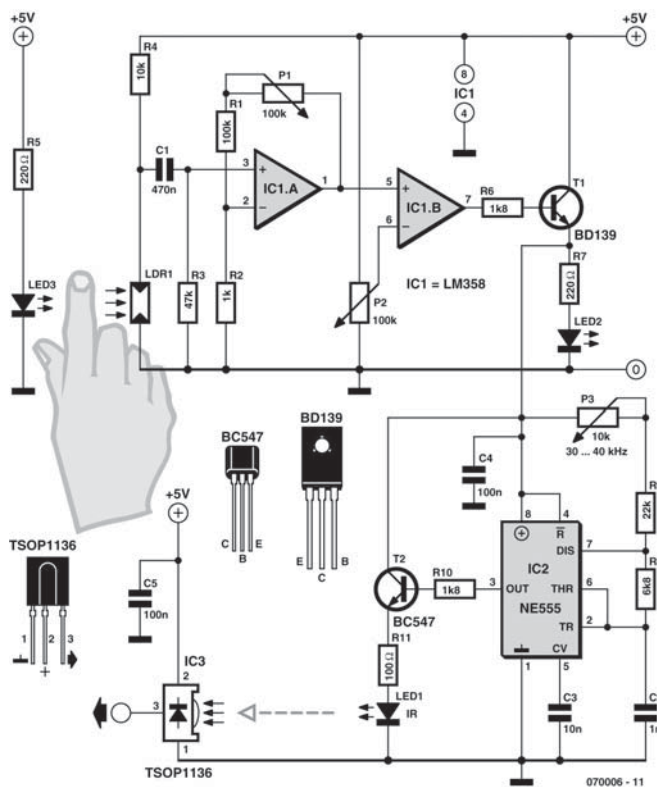
Chaque battement modifie l'impédance de la LDR, donc la tension d'entrée du comparateur IC1.A. Le gain de ce dernier est ajusté par le potentiomètre

trimmer P1 de la rétroaction. Le deuxième comparateur IC1.B qui suit le premier et le potentiomètre P2 déterminent la sensibilité du circuit. Le petit étage de sortie T1 alimente une LED (D2) qui



reflète « localement » le pouls, mais active surtout le temporisateur 555 (IC2) utilisé comme générateur classique de signaux rectangulaires. La fréquence du signal modulé par le pouls produit par le générateur est déterminée par le potentiomètre trimmer P3 dans la plage de 30 à 40 kHz. La LED IR raccordée à la sortie du 555 par un étage d'attaque peut transmettre le signal modulé au module récepteur IR IC3. La portée de l'interface croît avec la puissance de la LED IR. Il peut donc devenir nécessaire d'ajuster R11 en fonction du courant requis par la LED. Le module récepteur peut envoyer directement son signal de sortie démodulé à un microcontrôleur. La fréquence de travail du module de réception utilisé détermine la valeur de P1.

Un petit tube de plastique ne dépassant pas 40 mm et fermé à une extrémité sert de capteur de pouls. Il doit s'ajuster étroitement mais commodément au bout du doigt. Percer les trous pour la LED et la LDR à 15 mm de l'extrémité. Coller les deux composants (veiller à ce qu'ils soient d'une forme appropriée) de façon à ce qu'ils « voient » l'intérieur du tube. Isoler les fils de connexion et recouvrir tout le capteur d'un morceau de gaine rétractable pour éviter l'intrusion de



lumière parasite dans la LDR. Si le tout paraît trop grossier, on peut aussi se servir d'un capteur de pouls à clip, par exemple d'une bicyclette d'entraînement.

(070006-1)

Markus Bindhammer

## 113 555 en alimentation à découpage

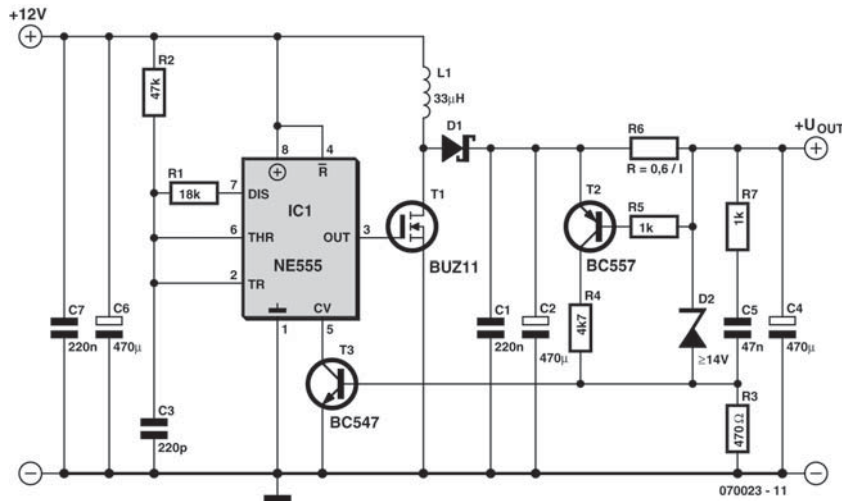
### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Cette alimentation à découpage est construite autour d'une puce de temporisateur 555 et fournit au maximum 40 V à partir d'une source de 12 V. À l'aide d'une zener, on règle très aisément la tension de sortie qui doit être plus grande que 12 V (il y a toujours au moins 12 V à la sortie de ce circuit).

Le mode de travail du NE555 diffère ici de la manière traditionnelle. En configuration normale, la sortie de l'oscillateur intégré reste plus longtemps au niveau haut que bas. Dans cet arrangement-ci, il est possible de maintenir la sortie haute plus brièvement que basse.

Le NE555 commute le FET T1 en tout ou rien. Quand T1 conduit, L1 emmagasine de l'énergie. Quand T1 cesse de conduire, cette énergie est transmise par la diode Schottky D1 à C1 et C2, si bien que la tension sur ces condensateurs commence à monter.

La tension est limitée par la diode zener D2. Si la tension dépasse celle de zener, T3 commence à conduire. De ce fait, la tension sur la broche 5 du NE555 descend avec pour conséquence que la broche 3 est au niveau haut moins longtemps et passe plus de temps au niveau bas. T1 conduira alors moins longtemps et il y aura moins d'énergie



stockée dans L1, ce qui stabilisera la tension de sortie.

Le limiteur de courant se compose de R6, R5 et T2. Quand la chute de tension sur R6 dépasse 0,6 V, T2 commence à conduire et entraîne à son tour T3, d'où une baisse de la tension qui limite le courant. C5 et R7 assurent un démarrage en douceur. R1 peut se situer entre 22 kΩ pour 15 V et 10 kΩ pour 40 V en sortie.

Par précaution, ne dépassez pas la tension maximale de 40 V pour la diode zener. T1 et T2 supportent au maximum 50 V. Le FET n'est pas critique, vous en avez peut-être encore dans vos stocks personnels qui feront l'affaire. Si la bobine chauffe, il se peut que le noyau soit trop petit ou le

fil trop fin. La diode Schottky est le seul composant réellement critique. N'utilisez pas de diode ordinaire, elle chaufferait exagérément. On peut encore en trouver dans les anciennes alimentations pour PC (au besoin, mesurez-la, elle doit afficher 0,2 V à l'état conducteur).

L'alimentation présentée ici peut délivrer environ 200 W. La tension d'alimentation à l'entrée peut varier entre 7 et 15 V. Souvenez-vous que le NE555 ne peut tolérer que 15 V au maximum.

Cette alimentation n'est pas à l'épreuve des courts-circuits ! Il est recommandé d'insérer un fusible lent dans la ligne du 12 V.

(070023-1)

Martijn Geel

## 114 Régulateur à découpage à entrée large 3 A réglable

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Le circuit PTN78060 fait partie d'une série de régulateurs mixtes à découpage intégrés (*ISR, Integrated Switching Regulators*) à haut rendement de notre bon vieux Texas Instrument (TI). Le composant double face, proposé sans boîtier, présente d'excellentes caractéristiques thermiques et est conforme RoHS. Les composants de la famille PTN78060 fonctionnent avec une plage remarquablement large de tensions d'entrée.

Notez que la version -A fournit une tension de sortie négative.

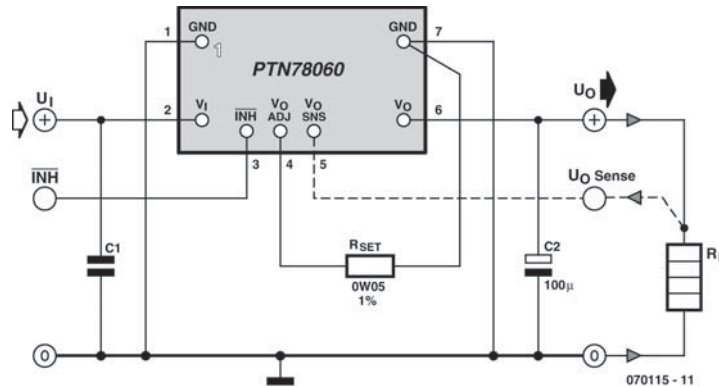
Les circuits ont un rendement très élevé lors de l'abaissement de tension (*step-down*) pour des

Composant	V <sub>entrée</sub>	V <sub>sortie</sub>
PTN78060Wa(x)	7 à 36 V	2,5 à 12,6 V
PTN78060HA(x)	15 à 36 V	11,85 à 22,0 V
PTN78060AA(x)	9 à 29 V	-15 à -3 V

charges allant jusqu'à 3 A.

Les circuits PTN conviennent à une grande variété d'applications universelles opérant à partir d'alimentations CC de 12 V, 24 V ou de 28 V parfaitement régulés, et sont donc l'idéal pour faire fonctionner des unités électroniques à basse tension à partir d'une batterie à très haute tension de 24 V





Composant	V <sub>sor</sub> (requis) (V)	R <sub>SET</sub> (standard value) (kΩ)	V <sub>sor</sub> (réelle) (V)	Plage V <sub>ent</sub> (V)
PTN780x0W	2,5	ouvert	2,5	7 to 25
	3,3	78,7	3,306	7 to 33
	5,0	21,0	4,996	7 to 36
	12,0	0,732	12,002	14,5 to 36
PTN780x0H	12,0	383	12,000	15 to 36
	15,0	15,0	14,994	18 to 36
	18,0	4,42	18,023	21 to 36
	22,0	95,3	21,998	26 to 36

$$R_{SET} = 54,9 \text{ k}\Omega \times \left( \frac{1,25}{V_O - V_{MIN}} \right) - R_p$$

Pour que la sortie reste stabilisée, la tension d'entrée doit dépasser, d'une tension différentielle minimum, la valeur de la tension souhaitée en sortie. Une autre considération concerne la plage de modulation de largeur d'impulsion (PWM, *Pulse Width Modulation*) du circuit de commande interne du régulateur. Pour un fonctionnement stable, le rapport cyclique de service ne devrait pas être inférieur à un certain pourcentage minimum. Ceci définit le ratio maximum conseillé entre les grandeurs des tensions d'entrée et de sortie du régulateur.

5. Pour des tensions de sortie du PTN78060H supérieures ou égales à 19 V, la tension d'entrée minimum est de  $(V_O + 4 \text{ V})$ .

Les modules sont protégés contre les anomalies de



charge avec une fonction de limite de courant continu. Si une anomalie de charge est constatée, le courant de sortie augmente jusqu'au seuil limite. Une tentative de tirer un courant excédant ce seuil forcera le module à diminuer progressivement sa tension de sortie. La fourniture du courant à la charge se poursuit jusqu'à ce que l'anomalie disparaisse. Après la disparition du problème, la tension de sortie est rapidement rétablie. Lorsqu'il limite le courant de sortie, le régulateur supporte une dissipation de chaleur supérieure, qui augmente sa température. Si l'augmentation est trop forte, la protection thermique commence par couper la tension de sortie de temps en temps.

Le dispositif d'inhibition peut être utilisé partout où il s'avère nécessaire de couper la tension de sortie. Le module d'alimentation coupe la tension de sortie lorsque la commande d'inhibition (broche 3) est

reliée à la masse, par exemple par un commutateur à transistor à effet de champ.

Enfin, une attention suivie doit être portée à la qualité des condensateurs pris aux bornes de  $V_I$  et  $V_O$  car ce sont eux qui déterminent la stabilité du régulateur et ses performances globales et ce jusqu'à un degré certain. Pour résumer l'information exhaustive donnée sur la sélection des condensateurs dans les fiches de caractéristiques, la valeur minimale à donner à C1 est de 2,2  $\mu\text{F}$  (!) sous forme de condensateurs céramique pour l'unité –W et de 14,1  $\mu\text{F}$  (!) pour l'unité –H. Les condensateurs au tantale sont déconseillés.

De même, à la sortie du régulateur, le condensateur C2 ne devrait pas avoir une valeur inférieure à 100  $\mu\text{F}$ , capacité obtenue à l'aide de condensateurs électrolytiques à ESR (résistance série) faible. (070115-I)

Luc Lemmens

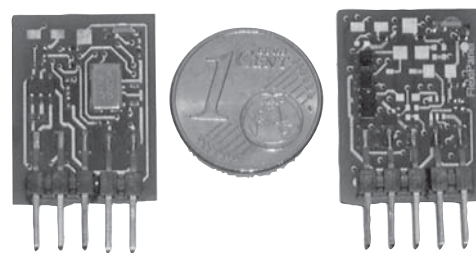
## 115 « TEAclipper » – programmeur « timbre-poste »

MICROPROCESSEURS

L'art subtil de l'électronique discrète (à base de composants distincts) a été remplacé, depuis une bonne décennie, par le code machine stockée dans la mémoire de microcontrôleurs. Le progiciel (*firmware*) est la baguette magique des circuits électroniques actuels et à raison. Cette approche est plus rapide, moins chère, plus simple et bien plus flexible que son homologue consistant à modifier le matériel.

Malheureusement, l'échange de progiciel est encore à ses balbutiements. Qu'avez-vous comme options si vous voulez acheter le progiciel créé par une autre personne ? Dans le meilleur des cas, vous avez l'option d'acheter un composant préprogrammé chez l'auteur, voire auprès du service de vente d'un magazine comme l'e-choppe d'Elektor ou sur [www.hexswax.com](http://www.hexswax.com). Dans le pire des cas, vous obtenez un fichier hexadécimal (.hex) et vous programmez le microcontrôleur vous-même – à condition bien entendu d'avoir l'équipement de programmation adéquat. Et, à supposer que le progiciel soit bogué, ce n'est sans doute pas l'approche la plus aisée pour procéder à une remise à niveau (*upgrade*).

Les choses seraient beaucoup plus simples si le progiciel tenait un peu plus du logiciel. Fournir du logiciel est l'une des tâches les plus simples qui soient,



nous le faisons sans même y penser, à un point tel que c'est devenu l'une des industries les plus profitables au monde (le grand Bill (Gates) n'est pas pour rien l'une des personnes les plus riches au monde).

De la taille d'un timbre-poste, le TEAclipper de FlexiPanel Ltd ([www.flexipanel.com](http://www.flexipanel.com)) semble être un pas dans la bonne direction. Ce programmeur de microcontrôleur constitue un mécanisme de fourniture de progiciel simple et fiable. Il peut avoir été préchargé d'un progiciel donné et envoyé ensuite à un client. Mais ce dernier a également la possibilité de télécharger du progiciel par le biais d'Internet et d'envoyer ce dernier vers le TEAclipper par le biais d'un adaptateur USB. Le TEAclipper est ensuite implanté sur la platine-cible et génère tous les signaux nécessaires pour procéder à la programmation du microcontrôleur.

La connexion se fait par le biais d'une embase à cinq contacts qui véhicule également la tension d'alimentation requise par le TEAclipper. S'agissant d'une connexion temporaire, il n'est pas même nécessaire de disposer d'une embase fixe sur le circuit imprimé. On peut envisager d'appuyer les contacts en question contre des orifices métallisés prévus à cet effet présents sur la platine les quelques secondes nécessaires à la programmation.

Il est même possible de spécifier le nombre de cycles de programmation, la mémoire du timbre-

poste s'auto-effaçant ensuite. Il est possible de cette manière de contrôler le nombre de ventes et d'achats de progiciels.

Il existe actuellement des TEAclipper permettant la programmation de BASIC STAMP de Parallax et de microcontrôleurs PIC de Microchip, mais ce système ne manquera pas de se développer pour d'autres modèles de microcontrôleurs.

(070117-I)

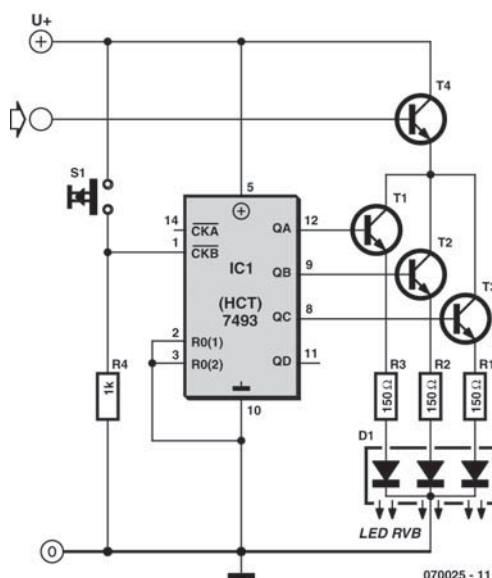
Richard Hoptroff

## 116 Dompteur de couleurs

DIVERS

### Réglage de LED RVB

Ce circuit simple permet d'utiliser facilement trois LED ou une LED RVB (rouge-vert-bleu). Le commutateur S1 fait avancer continuellement la valeur de sortie (numérique) du compteur IC1, de type HCT7493. Ainsi une nouvelle LED ou combinaison de plusieurs LED s'allume constamment ou bien, dans le cas d'un LED tricolore, la couleur change constamment. Après avoir atteint la valeur maximale, le compteur recommence par la plus petite. Toutes les combinaisons possibles se présentent sans qu'il soit nécessaire de prévoir un système de remise à zéro. Intéressant pour agrémenter un robot, mais l'effet est également heureux dans un PC personnalisé.



Pour éviter de charger excessivement les sorties du circuit intégré IC1, nous avons ajouté les transistors T1 à T3. Dès qu'une sortie du compteur passe à l'état actif (haut), le transistor devient passant et un courant traverse la LED. Ce courant est limité par les résistances R1 à R3.

Le type de transistor utilisé pour T1 à T3 n'est pas critique. Les LED ordinaires ne consomment guère qu'une vingtaine de milliampères. Un BC337 convient parfaitement, un BC547 aussi. Le transistor T4 permet de couper l'alimentation des LED. C'est pratique par exemple dans le cas du montage dans un coffret de PC. Tant que le circuit IC1 est alimenté, l'état du compteur est conservé et avec lui la composition correspondante de la lumière des LED ou de la LED RVB. Ainsi il n'est pas nécessaire de redéfinir la couleur chaque fois que le PC est redémarré. Il est évident que T4 doit supporter un courant supérieur à celui de T1 à T3, mais un BC547, avec un courant de collecteur maximal de 100 mA, n'est pas encore à sa limite.

Nous utilisons R4 pour fixer au niveau bas l'entrée d'horloge quand l'interrupteur est ouvert.

Le compteur HCT7493 est un compteur binaire à quatre bits constitué de quatre bascules maître-esclave qui constituent un diviseur par deux et un diviseur par quatre. Les entrées RO(1) et RO(2) permettent la remise à zéro des deux sections. Comme cette fonction est inutilisée dans notre application, RO(1) et RO(2) sont reliées à la masse pour éviter les parasites. De même, on peut éviter les parasites sur l'entrée d'horloge CKA en la reliant au pôle positif de l'alimentation.

(070025-I)

Nivard van de Boogaard

## 117 Récepteur pour télécommandes RC5

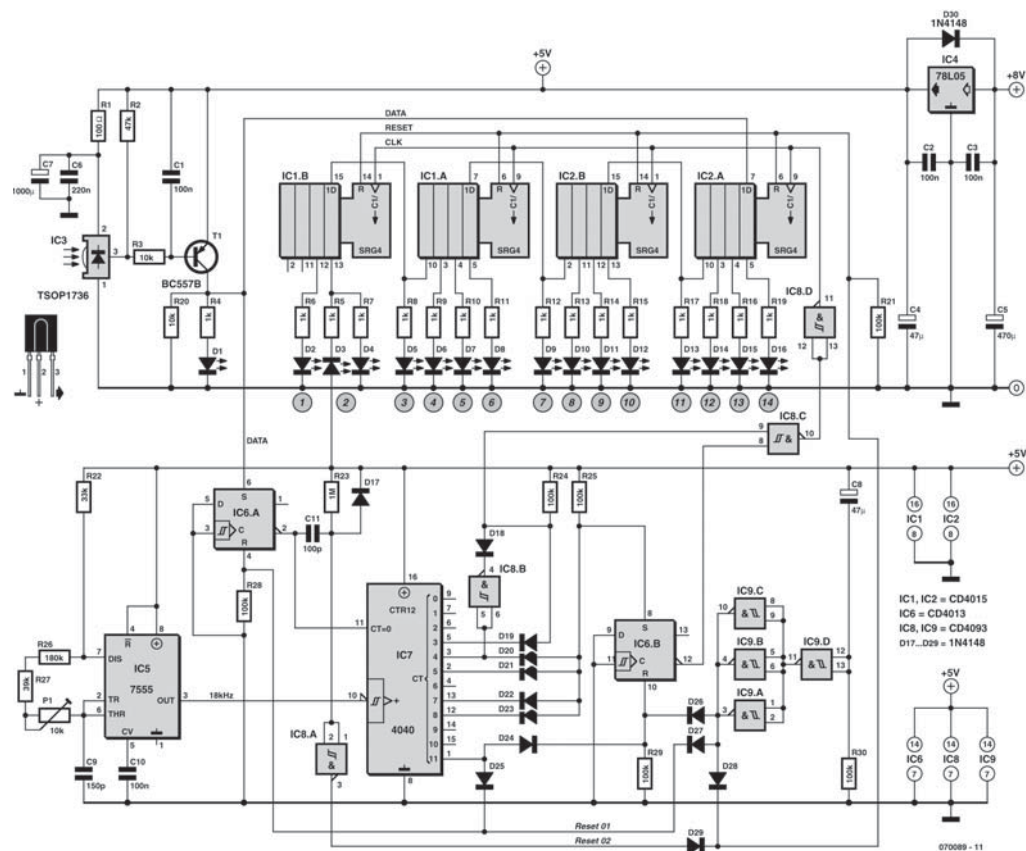
COMMUNICATION

Les microcontrôleurs actuels peuvent décoder « comme en se jouant » les signaux des télécommandes RC5. Les composants dédiés de décodage RC5 sont passés de mode. Pas tout à fait ! L'évaluation des signaux RC5 par des composants usuels a encore son mot à dire. Ils jouent tout d'abord un rôle didactique : comprendre le codage. Ils s'adaptent aussi facilement à des besoins particuliers.

Le circuit était initialement conçu dans le seul but d'afficher les adresses et commandes qu'une « télécommande universelle » exécute en réponse à la pression d'un bouton. Il est toutefois aussi en mesure de télécommander tous les appareils domestiques imaginables, comme un amplificateur audio, par l'entremise des diverses télécommandes, ornements de tout foyer. Il suffit de choisir une adresse non encore attribuée et de définir les commandes

propres à l'appareil.

Le récepteur IR TSOP 1736 inverse la suite de bits du signal émis. T1 l'inverse une seconde fois et la remet donc l'état initial. La LED de la liaison collecteur Data indique la réception. Le niveau de la première moitié du bit de départ est bas (0 V). Le saut au niveau haut (5 V) au début de la seconde moitié du bit de départ l'identifie comme haut et active la bascule IC6.A. Sa sortie inversée est basse et permet au diviseur CD4040 de diviser le signal rectangulaire 18 kHz produit par un bon vieux NE555. Une impulsion de niveau bas est engendrée simultanément par l'étage différentiateur C11/R23. Celle-ci, transformée en une impulsion de niveau haut Reset\_02 par le *trigger* de Schmitt inverseur IC8.A, efface tout le contenu des registres à décalage CD4015 (IC1/IC2). La sortie Q4 (broche 5) du CD4040 se trouve à 1 125 Hz, ce qui correspond à



une période de 888,8  $\mu$ s et une largeur d'impulsion de 444,4  $\mu$ s. La sortie Q5 (broche 3) est inversée par la porte *trigger* de Schmitt IC8.B dont la sortie se trouve donc à l'état haut dès le début. Le circuit ET formé par la matrice de diodes positionne exactement une entrée de IC8.C à l'état haut lors du premier accroissement de Q4. La sortie inversée de la bascule IC6.B se trouve aussi à l'état haut. Une impulsion de synchronisation de niveau haut (inversée par IC8.D) est donc envoyée au registre à décalage CD4015 pour qu'il reprenne l'information instantanée du signal de données. Ce processus se répète ensuite toutes les 1,333  $\mu$ s donc – et cela constitue le véritable tour de force du circuit – toujours aux  $\frac{3}{4}$  des bits envoyés par un émetteur. Le niveau bas ou haut de chaque bit est donc détecté avec précision.

Conformément à leur définition, les informations RC5 se terminent après 14 bits. Une matrice de diodes ET aux sorties de CD4040 active la bascule

IC6.B dont la sortie passe à l'état bas et bloque le signal d'horloge destiné au registre à décalage. Le protocole d'envoi se termine après 64 bits. Q12 (broche 1) du diviseur CD4040 passe brusquement à l'état haut au début du 64<sup>e</sup> bit. Reset\_01 réinitialise la bascule IC6.A, bloquant ainsi le compteur. Les informations aux sorties ne changent pas jusqu'à ce qu'une suite de bits de l'émetteur active la bascule IC6.A, ce sur quoi les mémoires sont temporairement vidées et la détection est rétablie. L'impulsion d'arrêt de la broche 11 du CD4040 permet de reprendre les informations pour évaluation. Il est bon de munir la sortie du 555 d'une broche de test lors du montage du circuit. Elle permettra de toujours ajuster avec précision le signal d'horloge de 18 kHz – pour le plus grand bien de la séquence temporelle.

(070089-I)

Thomas Möll

## 118 Télécommande radio pour PDA et Smartphones

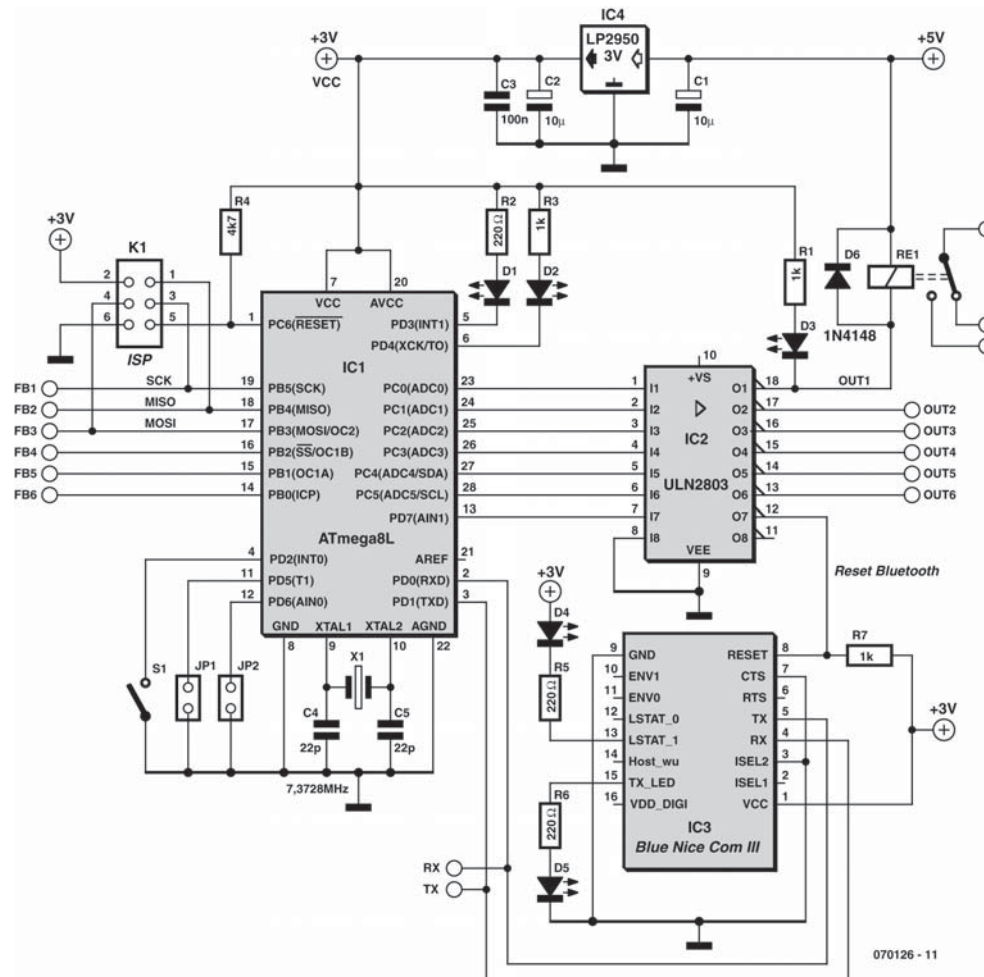
COMMUNICATION

Sous la désignation de *AVR Blue Remote*, l'auteur présente sur son site Web une télécommande radio Bluetooth munie de six relais de sortie et de six entrées d'acquiescement. Elle est accompagnée du logiciel *avrblueremote.exe* pour téléphone intelligent et du logiciel *avrblueremote.hex* pour microcontrôleur. Elle permet entre autres d'ouvrir la porte d'un garage à faible distance ou de réaliser un télérupteur de l'éclairage d'une portée d'environ 10 m. L'utilisation du logiciel dans des buts non commerciaux est gratuite.

L'émetteur peut être basé sur un téléphone intelligent équipé du système d'exploitation *Windows Mobile 5.0*. Le récepteur, qui fait partie d'un circuit dépourvu de complications, est un module Bluetooth (*Blue Nice Com III*) fabriqué par Amber Wireless. De la taille d'un timbre-poste, il inclut une antenne puce. Le module est basé sur un LMX9820A de National Semiconductor. Il transfère le télégramme radio décodé à un microcontrôleur AVRATMega8L d'Atmel par son interface UART RX/TX. L'étage de puissance octuple ULN2803, connecté aux sorties du contrôleur, fournit assez de « jus » pour commuter sans difficultés des relais, même puissants. Un régulateur de tension 3 V (LP2950-3V) et un connecteur de pro-

grammation ISP font aussi partie des composants embarqués. Les quatre LED du circuit indiquent l'état de la connexion : LED1 signale la réception correcte des données dans le microcontrôleur, LED2 un dépassement de délai (*timeout*). Les LED du module Bluetooth indiquent l'état de la liaison (LED3) et le mode « Émission » (LED4).





La topologie du circuit sur la carte pose quelques défis. Pour obtenir la meilleure portée possible, il faut exclure toute surface de masse, piste et tout composant ou autre partie métallique du voisinage de l'antenne (8 mm). Le mode d'emploi du module contient des détails supplémentaires. L'interface ISP permet de programmer le contrôleur. Il faut bien entendu que le brochage du connecteur soit compatible avec le programmeur ISP utilisé. On trouvera des circuits applicables sur Internet et, bien entendu, dans Elektor. L'entreprise Atmel fournit aussi des conseils sur son site Web. Les sorties de rétroaction (*feedback*) peuvent être raccordées (ou non) selon ses préférences perso.

Le matériel est assemblé. C'est au tour du logiciel du téléphone intelligent. Pour qu'il puisse tourner, installer d'abord le Compact Framework 2.0 appro-

prié (disponible à partir du centre de téléchargement Microsoft).

- ♦ Windows Mobile 5.0 Pocket PC et Smartphone NETCFv2.wm.armv4i.cab
- ♦ Pocket PC 2003 et 2003 SE NETCFv2.ppc.armv4.cab
- ♦ Windows XP netcfsetupv2.msi

Copier ensuite *avrblueremote.exe* sur la plateforme choisie, par exemple la carte SD du téléphone intelligent. Puis effectuer une opération (unique) entre les deux appareils Bluetooth, le téléphone intelligent et la carte de réception : le jumelage (*pairing*). Le moment est venu de lancer le programme et de mettre au point le port COM par la flèche vers le haut ou vers le bas. Le carré central ouvre l'interface de façon à établir une connexion avec le



### Liens Internet

Site Web de l'auteur (allemand) : [www.clipswitch.de/avrblueremote.html](http://www.clipswitch.de/avrblueremote.html)

Infos concernant le module Bluetooth :

[www.amber-wireless.de/en/produkte/bluetooth/default.php?fnum=115287704928](http://www.amber-wireless.de/en/produkte/bluetooth/default.php?fnum=115287704928)

Manuel du module Bluetooth (anglais) : [www.amber-wireless.de/pdf/OPC1601\\_MA.pdf](http://www.amber-wireless.de/pdf/OPC1601_MA.pdf)

Fiche de caractéristiques du LMX9820 : [www.national.com/pf/LM/LMX9820A.html](http://www.national.com/pf/LM/LMX9820A.html)

Programmeur AVR : [www.atmel.com/dyn/products/tools\\_card.asp?tool\\_id=2726](http://www.atmel.com/dyn/products/tools_card.asp?tool_id=2726)

AVR Studio : [www.atmel.com/dyn/products/tools\\_card.asp?tool\\_id=2725](http://www.atmel.com/dyn/products/tools_card.asp?tool_id=2725)

récepteur. La croix directionnelle permet alors de commuter les sorties de la carte réceptrice. La sixième sortie est déclenchée par la touche espace.

Les symboles de six LED d'acquittement sont affichés au haut de l'écran. Se trouve-t-on hors de portée du récepteur ? Les LED virtuelles s'éteignent et

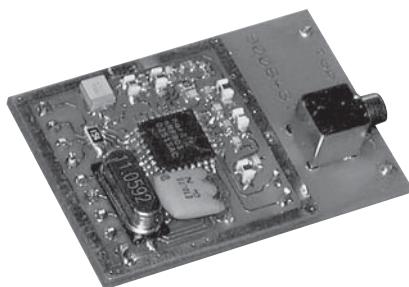
une barre de *timeout* est affichée. C'est le moment d'agir avec promptitude : faute de la réception d'un signal correct, la fin du délai signifie aussi la fermeture de l'interface.

(070126-I)

Peter Zirngibl

## 119 zBot : liaison sans fil

### COMMUNICATION



Il existe de nombreux modules de communication sans fil, tous utilisables librement dans les bandes de fréquences ISM (Industriel, Scientifique, Médical), telles que 433 MHz, 866 MHz et plus récemment 2,4 GHz. On en trouve d'abordables avec de faibles débits, et d'autres excellents à grande vitesse. « Combien (me coûtera la chose) ? » est la question la plus fréquemment posée si vous cherchez un module radio. Les modules à faible débit sans intelligence sont bon marché ; les rapides et intelligents passablement chers. Simple, mais ça ne nous aide guère.

La société CT-Video GmbH ([www.ct-video.com](http://www.ct-video.com)) commercialise un module spécial avec un haut débit numérique, sans intelligence, à un prix raisonnable. Le module est basé sur un émetteur-récepteur

complètement intégré avec une interface numérique. Il est utilisé avec succès dans le zBOT [1].

Il s'agit d'une petite platine complètement assemblée et testée. Elle comporte la section radio complète. Le module travaille dans la bande ISM 433 MHz, avec une puissance de 10 mW à l'émission et une sensibilité de -108 dBm côté réception.

Pour la mise en œuvre du module dans vos propres réalisations, un module logiciel est disponible aussi. Ce dernier ne consomme qu'une petite partie des ressources du microcontrôleur : quelques entrées/sorties à usage général (GPIO) et un canal UART. L'UART sera configuré pour un débit de 76,8 kbits/s. Ce débit doit être précis, faute de quoi le comportement sera celui d'un récepteur à faible sensibilité.

Le module logiciel de communication radio s'appelle [rf433.c](#).

[1] Le document complet intitulé *Zbot – the Robot Experimental Platform* (en anglais) est disponible au téléchargement gratuit sur le site [elektor](#). Le fichier s'appelle EPS070172-11.zip.

(070173-I)

Jens Altenburg



## 120 MotoBox – Pilote moteurs à CC, pas à pas et servos

ACTIONNEURS

Avant de faire bouger un robot, peu importe qu'il marche, nage, se faufile dans un labyrinthe ou arrache l'asphalte, il faut vous occuper de l'interface et du pilotage de différents types de moteurs. Rédiger les algorithmes appropriés va encore allonger la durée de développement, d'autant que des étirements et adaptations semblent nécessaires pour toute nouvelle application. Ce projet résout la question, il présente une carte générique de pilotage de moteur, capable de commander trois sortes de moteurs, pas à pas, à courant continu ou encore servos, sans devoir programmer l'algorithme au cas par cas. MotoBox est idéal pour les débutants en robotique autant que pour les chevronnés qui se serviront de la carte pour les prototypes et le développement. La platine peut aussi piloter deux types de moteurs en même temps !

On programme la carte par une interface RS232. Le protocole est celui que l'on rencontre sur beaucoup de microcontrôleurs. Il peut être issu du port sériel d'un PC ou d'un autre microcontrôleur. Le code utilisé en commande du moteur est un jeu d'instructions très simple à six caractères. Il a été choisi tel pour obtenir une interface très conviviale. Le code permet également à l'utilisateur de lire l'état de la carte. En outre, cette carte surveille le courant consommé par chaque moteur et coupe le pilote dès qu'elle détecte un court-circuit.

L'auteur est ingénieur de profession, compte de nombreuses années d'expérience dans la conception et la construction de circuits électroniques. Il est spécialiste des antennes planar et enseigne actuellement les télécommunications à l'MCAST, à Malte.

### Description du circuit

Si l'on se reporte au schéma de la **figure 1**, on s'aperçoit que le cœur du circuit est un PIC16F628A qui commande et surveille les pilotes de moteurs. Le microcontrôleur est câblé pour utiliser son oscillateur interne à 4 MHz, ce qui libère les broches du quartz pour les attribuer à l'interface sérielle. PORTB sert de sortie de commande des pilotes de moteurs, tandis que PORTA s'occupe de différentes fonctions, la lecture du courant, la commande des pilotes et des LED. La broche

### Caractéristiques techniques

- ♦ Pilote 3 types de moteurs :
  - moteurs pas à pas bipolaires
  - moteurs à courant continu (CC)
  - servomoteurs
- ♦ Activation des moteurs par le port sériel @ 9600, N, 1
- ♦ Alimentation des moteurs jusqu'à 13,8 V
- ♦ Jeu de commandes d'emploi aisé
- ♦ Surveillance du courant, jusqu'à 2 A (CC et servo) ou 4 A (pas à pas)
- ♦ Témoin à LED : vert « ok », rouge « erreur »

MCLR est maintenue haute par R15 et D13. On trouve aussi un connecteur de programmation ICSP pour programmer la puce *in situ*. Les lignes PGC et PGD sont découplées par condensateurs de 100 nF. Le module reçoit son énergie d'une alimentation de 12 V régulée à 5 V par un 78L05. Un témoin, la LED verte D16, indique la mise sous tension. Le module est prévu pour travailler sur batterie au plomb/acide qui fournit 13,8 V fraîchement chargée mais peut descendre jusqu'à 7 V. Il importe que le module ne doive pas partager la source de tension utilisée par les moteurs à cause des pics de courant, pointes de tension et bruit induits par le moteur.

C'est un MAX232 qui sert d'interface entre le module et le port sériel d'un ordinateur de bureau ou d'un portable. Il faut absolument que le MAX232 soit compris dans le circuit, sinon, assurez-vous que la broche de réception RA7 est maintenue au niveau bas quand elle n'est pas utilisée. Le microcontrôleur pourrait confondre le bruit d'une entrée flottante avec des données, ce qui conduirait à des erreurs d'opération. Un autre microcontrôleur peut également commander le module en utilisant le connecteur K2.

Les moteurs sont attaqués par les étages de puissance du L298, chacun en commande d'un seul moteur. Le L298 est un pilote à double demi-pont capable de délivrer 2 A par canal, avec validation et mesure du courant séparées pour chaque pont. Il peut servir à la commande de différents types de moteurs. Dans ce projet, le L298 est validé par le microcontrôleur et cette ligne Enable est attirée au niveau bas lors de la mise sous tension pour

Tableau 1. Mémento des options de pilotage du moteur

	Fonction du pilote de moteur							
	Sortie							
	Moteur 1				Moteur 2			
Broche $\mu$ C	RB3	RB2	RB1	RB0	RB7	RB6	RB5	RB4
Broche embase	2	3	4	5	2	3	4	5
	Mode							
	Chaque sortie commande une phase				Chaque sortie commande une phase			
Pilote pas à pas	✓	✓			✓	✓		
Pilote moteur à CC(1)	✓(3)	P(4)	P(4)	✓(3)	✓(3)	P(4)	P(4)	✓(3)
Pilote Servo(2)								
(1) Entrée différentielle (2) Utiliser la broche de terre sur le connecteur pour le servomoteur (3) Permet de piloter 2 servomoteurs en même temps avec le même signal (4) Utilisé pour alimenter le servomoteur								

s'assurer que la puce reste inactive. Les condensateurs de découplage de 100 nF chacun sont placés tout près de la puce.

Le LM358 constitue un amplificateur CC qui mesure la tension aux bornes de la résistance d'entrée. Il est suivi d'un filtre passe-bas et d'un tampon amplificateur dont le gain diminue avec la fréquence pour éliminer le bruit. Les moteurs à CC génèrent, quand l'armature donne contact avec le commutateur, des parasites qui se manifestent en pointes de courant, lesquelles se répercutent aux bornes de la résistance de mesure. Des pics de courant peuvent produire, pour le microcontrôleur, un effet similaire à un court-circuit et lui faire arrêter le moteur. Le filtre adoucit tous les pics de tension. En outre, il y a dans le micrologiciel un algorithme qui détecte des surcharges de courant limitées dans le temps avant de couper le canal en cause.

### Construction

Bonne nouvelle : le projet ne nécessite aucun composant exotique, à l'exception éventuellement du radiateur àagrafer, mais il est disponible chez Mouser.

Le circuit ne contient que des composants traversants pour simplifier la fabrication et ils sont tous aisément disponibles et d'un montage facile sur la platine, dont vous pouvez voir la sérigraphie d'implantation à la **figure 2**.

Peu de chose à dire sur les composants, sauf que pour la résistance de 0,22  $\Omega$ , il vaut mieux prendre un modèle non bobiné, et que les LED bicolores ont deux pattes, pas trois ! Si vous ne comptez pas utiliser la platine avec un PC, vous pouvez vous passer du connecteur sub-D. Cependant, le MAX232 doit

toujours être présent. De même, IC4 et IC5 doivent dans tous les cas être soudés sur la carte.

### Inspection préalable

Une fois le circuit construit, il convient d'en vérifier le fonctionnement. Mettez-le sous tension avant d'y insérer les circuits intégrés. D16 doit s'allumer. Contrôlez le 5 V sur les broches concernées des supports de IC1, IC3, IC4, IC5, IC6. La tension d'alimentation doit aussi arriver sur la broche 4 de IC4 et de IC5. Si tout est correct, débranchez et insérez le microcontrôleur programmé et le restant des puces. On peut aussi programmer le microcontrôleur en circuit par le connecteur K4.

S'il vous faut contrôler la carte à partir d'un autre microcontrôleur, vous pouvez utiliser le connecteur K2. Il s'agit d'un connecteur direct, il faut permuter les lignes Transmission/Réception avant de les brancher à la carte. En revanche, si c'est le connecteur sub-D qui est utilisé, la permutation des signaux a été réalisée sur la platine elle-même.

### On branche les moteurs...

La meilleure façon de vérifier complètement la carte est de la connecter au PC et de lancer HyperTerminal pour lui envoyer des commandes. Attachez-y un moteur selon l'une des configurations indiquées à la **figure 3** pour tester la carte. Utilisez le mémento des options de pilotage du moteur, dans le **tableau 1**, pour brancher correctement les bornes du moteur.

### ... et on les contrôle

Aussitôt la carte bien alimentée, elle va expédier le caractère « I » à l'hôte pour confirmer son initialisation et attendre une commande. Elles ont toutes une

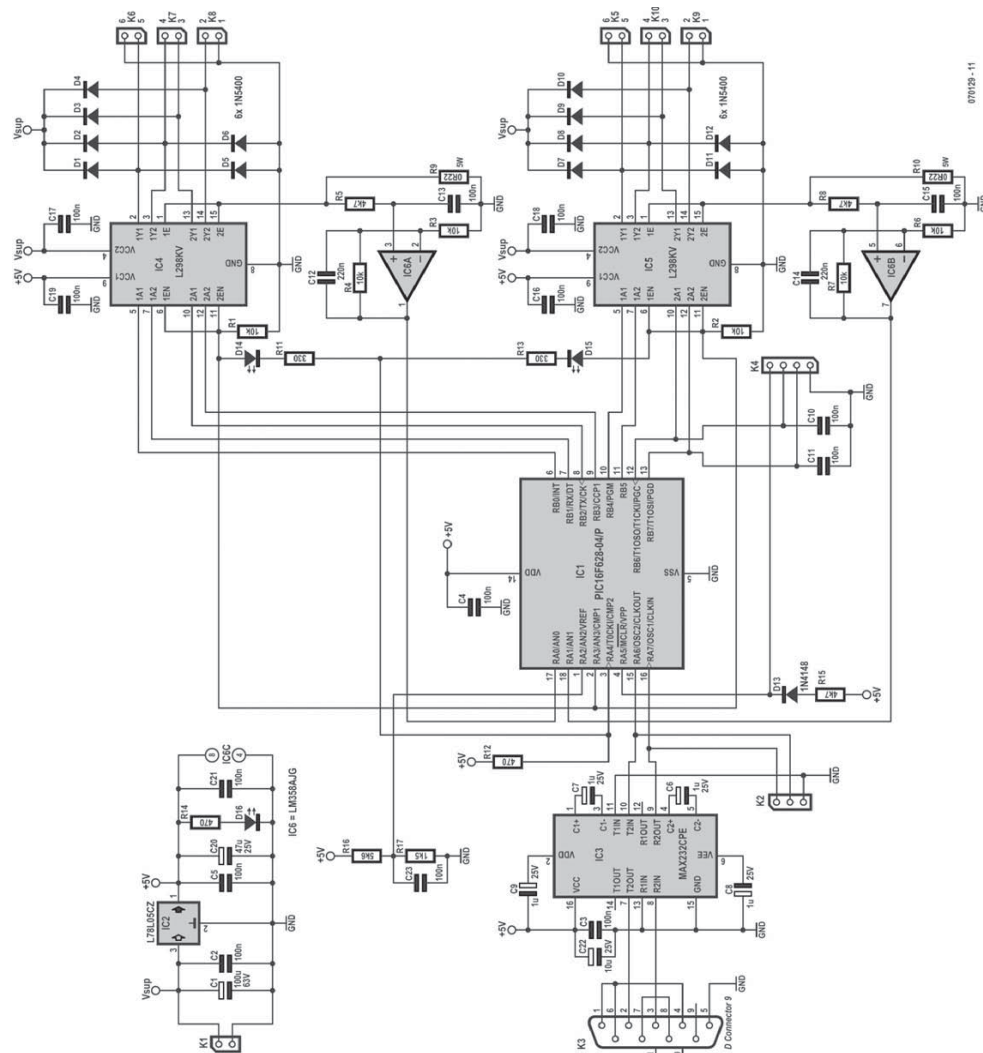


Figure 1 - Schéma du Motobox, le contrôleur « tout en un » pour moteurs de robots.

longueur de six caractères, comme vous pouvez le voir dans la liste du **tableau 2**.

Supposons qu'un moteur à CC soit branché sur la carte. Il faut taper la commande « DC1FOR », en capitales ou en bas de casse, pour faire tourner le moteur à l'endroit. Le logiciel convertit toutes les lettres en capitales. La commande sera exécutée dès son expédition. La bonne réception se signale par un caractère « A », avec une répétition du code de la commande en cours. C'est très utile quand on utilise un terminal élémentaire. Si la commande envoyée est incorrecte, la réponse sera le « E » de

erreur. Le tampon de commande est alors effacé et la carte reste en attente d'une nouvelle commande. Les LED s'allument tant que le système fonctionne bien, elles sont au rouge si le pilote du moteur a été coupé.

Il y a des commandes de moteur pas à pas pour les faire tourner « cw » (*clockwise*, sens des aiguilles) et « ccw » (*counter clockwise*, sens inverse) d'un certain nombre de pas (maximum 999). Cette commande s'accompagne d'un nombre de trois chiffres, par exemple 050 pour avancer de 50 pas. Pour des nombres de pas inférieurs à 100, le ou les

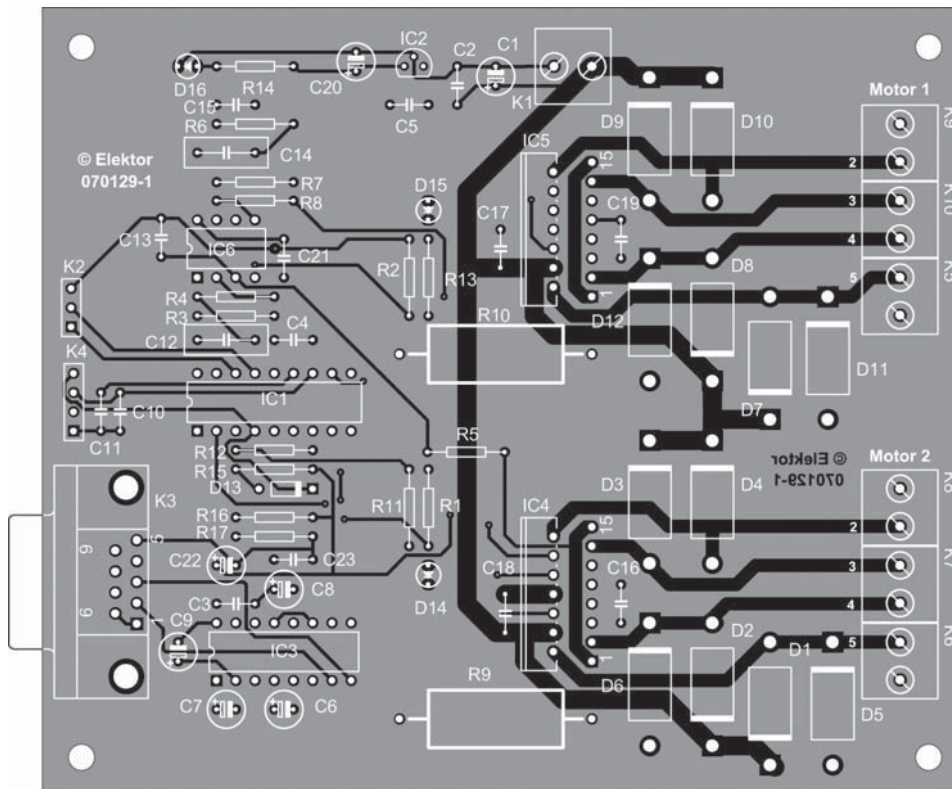


Figure 2 - Sérigraphie de l'implantation des composants sur la carte conçue pour MotoBox. Le dessin des pistes est disponible gracieusement en téléchargement sur le site d'Elektor.

### Liste des composants

#### Résistances

R1 à R4, R6, R7 = 10 kΩ  
 R5, R8, R15 = 4kΩ7  
 R9, R10 = 0Ω22/5 W  
 R11, R13 = 330 Ω  
 R12, R14 = 470 Ω  
 R16 = 5kΩ6  
 R17 = 1kΩ5

#### Condensateurs

C1 = 100 µF/40 V radial  
 C2 à C5, C10, C11, C13, C15 à C19, C21, C23 = 100 nF  
 C6-C9 = 1 µF/25 V radial  
 C12, C14 = 220 nF  
 C20 = 47 µF/25 V radial  
 C22 = 10 µF/25 V radial

#### Semi-conducteurs

D1 à D12 = 1N5400  
 D13 = 1N4148  
 D14, D15 = LED 5 mm bicolore à 2 contacts  
 D16 = LED 5 mm

IC1 = PIC16F628-04/P

programmé EPS070129-41

IC2 = 78L05

IC3 = MAX232

IC4, IC5 = L298N avec radiateur pour boîtier  
 Multiwatt15 ([mouser.com](http://mouser.com))

IC6 = LM358

#### Divers

K1, K5 à K10 = bornier à 2 contacts  
 au pas de 5 mm encartable

K2 = embase autosécable  
 à 1 rangée de 3 contacts

K3 = embase sub-D à 9 contacts femelle  
 en équerre encartable

K4 = embase autosécable  
 à 1 rangée de 4 contacts

Platine réf. EPS070129-1

Fichiers source et .hex téléchargeables  
 gratuitement : EPS070129-11.zip

Tableau 2. Syntaxe de commande

	Commande	Description de commande
1	ST1FOR	Pas à pas 1 cw (cw = <i>clockwise</i> = sens horaire)
2	ST1BAK	Pas à pas 1 ccw (ccw = <i>counter clockwise</i> = sens anti-horaire)
3	ST2FOR	Pas à pas 2 cw
4	ST2BAK	Pas à pas 2 ccw
5	STBFOR	Les deux pas à pas cw - simultanément
6	STBBAK	Les deux pas à pas ccw - simultanément
7	STSYNC	Mettre les deux pas à pas dans la même position si glissement
8	AMSTOP	Arrêt d'urgence. Couper tous les moteurs - p. ex surcharge
9	ST1FXX	Tourner pas à pas 1 xx (999 pas max) positions cw
10	ST1BXX	Tourner pas à pas 1 xx (999 pas max) positions ccw
11	ST2FXX	Tourner pas à pas 2 xx (999 pas max) positions cw
12	ST2BXX	Tourner pas à pas 2 xx (999 pas max) positions ccw
13	DC2FOR	Moteur CC 2 ON/cw
14	DC2BAK	Moteur CC 2 ON/ccw
15	DC2OFF	Moteur CC 2 OFF
16	DC1FOR	Moteur CC 1 ON/cw
17	DC1BAK	Moteur CC 1 ON/ccw
18	DC1OFF	Moteur CC 1 OFF
19	DCBFOR	Les deux moteurs CC cw
20	DCBBAK	Les deux moteurs CC ccw
21	DCBOFF	Les deux moteurs CC OFF
22	SV2FOR	Servo 1 cw
23	SV2BAK	Servo 1 ccw
24	SV2MID	Servo 1 position centrale
25	SV2HLD	Servo 1 maintien
26	SV1FOR	Servo 2 cw
27	SV1BAK	Servo 2 ccw
28	SV1MID	Servo 2 en position centrale
29	SV1HLD	Servo 2 en maintien
30	MTYPEX	Retourne le type de moteur
31	STDELX	Configurer retard moteur pas à pas
32	ECHOST	Configurer l'écho. Défaut = ON
33	AMONXX	Tous les moteurs ON
34	MONOFF	Ne pas surveiller la consommation
35	CMONON	Surveiller la consommation
36	RESUME	Débloquer les moteurs après une surcharge

zéros de tête doivent être écrits.

Les commandes pour moteur CC, pour servo et celles d'état s'exécutent immédiatement, mais pour le moteur pas à pas, elles subissent un retard (20 ms par défaut) de manière à ce que la commande soit acceptée après que le moteur ait démarré. Si l'on envoie une commande pendant cet intervalle, elle se perdra et sera omise. On peut demander le type de moteur en service à tout moment par la commande

« MTYPEX », la réponse sera un caractère révélateur du type de moteur.

### Surcharge, pointes, ondulations...

Par l'intermédiaire du comparateur analogique, la section logicielle surveille en permanence le courant consommé. La carte coupera le moteur si la consommation de courant excède les spécifications du moteur en service.

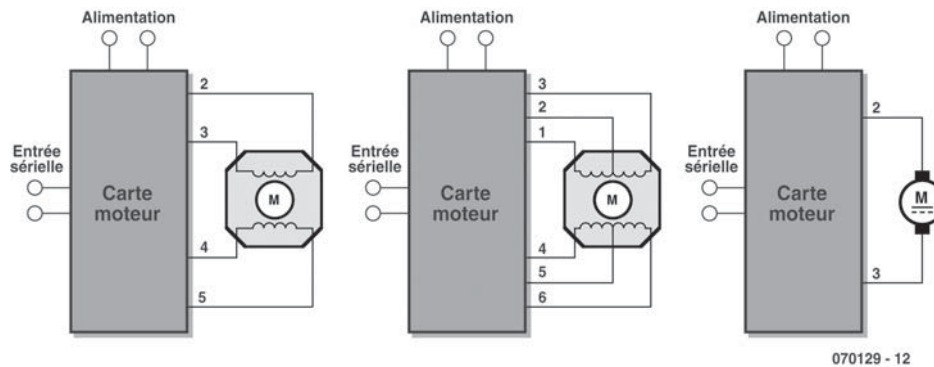


Figure 3 - Voici comment connecter vos moteurs.

Un filtrage a lieu pour que le contrôleur ne coupe pas les moteurs sur n'importe quel parasite. De rapides mises en et hors service de moteurs CC produisent de grandes pointes de courant, ce qui peut conduire le contrôleur à inhiber le pilote du moteur en question. Il est possible de supprimer la surveillance du courant, mais ce n'est pas recommandé. Une surcharge de courant peut imposer une surchauffe exagérée du L298 et causer sa destruction. Il faut envoyer une commande « RESUME » après inhibition du pilote de moteur pour remettre le moteur en service. Une période de répit est accordée avant d'autoriser l'envoi d'une autre commande et tenter de débloquent le moteur.

### Logiciel

Les codes source et hex pour le PIC16F328A sont disponibles sur le site d'Elektor. Le numéro de fichier est EPS070129-11.zip (Juillet/Août 2007).

### Liens Internet

<http://www.microchip.com>

<http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/1773.pdf>

Auteur : [www.mcast.edu.mt](http://www.mcast.edu.mt)  
[jozamm@gmail.com](mailto:jozamm@gmail.com)

(070129-I)

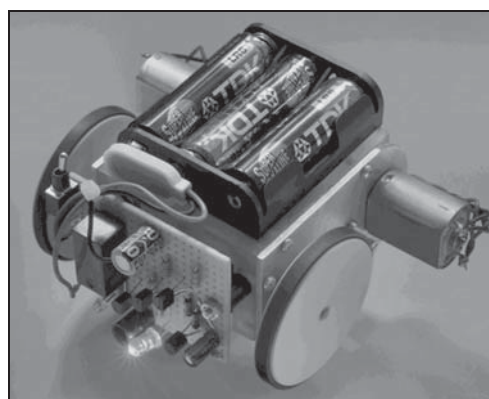
Joseph Zamnit (MCAST, Malta)

## 121 MOPS le robot

MÉCANIQUE

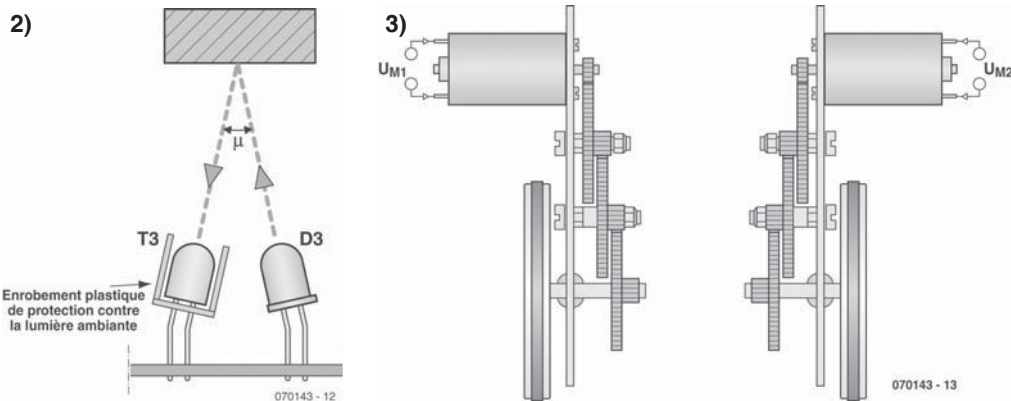
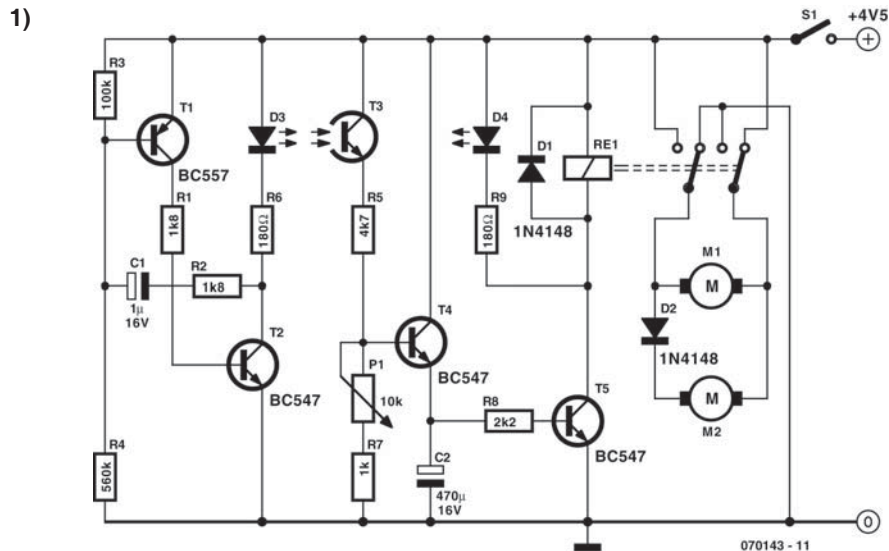
MOPS est un petit robot tout simple qui va bravement son petit bonhomme de chemin, vire et contourne les obstacles avec adresse. Dès que ses organes de la vue, une cellule photo-électrique à réflexion, détectent un obstacle, MOPS met la marche arrière, pivote autour d'une de ses deux roues pour se remettre en route au bout de quelques secondes, en marche avant cette fois, et poursuivre son exploration du plancher dans une autre direction.

Vous le voyez tout de suite, sur le montage de la **figure 1**, MOPS est un « analogique » pur et dur. Les composants R1 à R4, T1, T2 et C1 forment un multivibrateur. Après la mise sous tension, un courant traverse R4 vers la base de T1. En conséquence, le transistor conduit. Un courant peut alors traverser R1 vers la base de T2, de façon à faire également commuter ce transistor. Simultanément, C1



se charge par l'intermédiaire de la base T1 et les deux transistors disposent d'un courant de base plus élevé. Ils conduisent encore davantage (sont presque saturés). Le courant qui traverse T2, R6 et





D3 est maintenant suffisamment élevé pour que la LED superlumineuse puisse clignoter de tous ses feux. Une fois C1 chargé, le courant de base de T1 ne suffit plus : le transistor se bloque et bloque aussi T2. La LED s'éteint et le jeu peut reprendre.

La cellule photo-électrique à réflexion, dont la LED superlumineuse constitue l'émetteur, pourrait également fonctionner avec un éclairage permanent. Le clignotement offre toutefois deux avantages de poids : une économie d'énergie considérable et une meilleure visibilité, une LED qui clignote a plus de présence qu'une LED allumée en permanence.

Le récepteur qui répond à la LED de la cellule est T3, un phototransistor. Lorsqu'il est éclairé, et donc conduit, un courant de base circule vers T4. Avec R5, P1 et R7 on définit la sensibilité de telle façon que T4 ne commute pas pour un oui ou pour un non

– un bref éclaircissement, par exemple. Plus la résistance du potentiomètre (éventuellement ajustable) est élevée, plus la cellule est sensible. Le fait que T4 ne conduise qu'au rythme du multivibrateur ne pose aucun problème puisque C2 met à disposition un réservoir d'énergie qui se charge complètement à la première commutation de T4. La tension d'émetteur (et, avec elle, le courant de base de T5) ne diminue que lentement même si T4 se bloque pendant les pauses des impulsions, voire en l'absence complète de signal. Nous obtenons ainsi une temporisation de quelques secondes quand MOPS change de direction.

T4 fait commuter un petit relais qui commande le sens de rotation des deux moteurs. Dans une des deux positions (relais non excité) la diode D2 conduit. Les deux moteurs tournent dans le même

sens, MOPS avance. Dès qu'il détecte un obstacle, RE1 est excité et fait commuter, ce dont témoigne le feu de recul D4. Les moteurs sont polarisés comme le montre le schéma : D2 se bloque si bien que M2 s'arrête tandis que le sens de rotation de M1 s'inverse. De ce fait, MOPS change de direction et (espérons-le) s'éloigne de l'obstacle. Le relais relâche et MOPS reprend son voyage dans une nouvelle direction.

La **figure 2** représente l'œil de MOPS : la LED et le phototransistor, protégés des éclairages parasites par un petit tube opaque, sont orientés (expérimentalement) de façon à détecter un obstacle distant de 10 cm. Comme MOPS ne réagit qu'à la lumière

réfléchi par les obstacles, il détecte naturellement mieux les objets clairs et moins bien les objets sombres. Pour mieux éviter les collisions avec les obstacles trop noirs, on peut, par exemple, compléter le montage avec des palpeurs. La **figure 3** présente le principe de la mécanique, simple, de commande. Chaque moteur forme une unité avec transmission et roue.

#### Lien Internet

[www.elexs.de/robo1.htm](http://www.elexs.de/robo1.htm)

(070143-I)

Markus Bindhammer

## 122 Détecteur d'impulsion supprimée

COMMUNICATION

Un détecteur signalant les impulsions manquantes est, en robotique, l'un des circuits les plus importants qui soient. En cas d'application d'impulsions au circuit représenté en **figure 1**, le signal de sortie restera de façon continue au niveau haut (c'est-à-dire pratiquement au niveau de  $V_{CC}$ ) comme l'illustre le chronodiagramme de la **figure 2**.

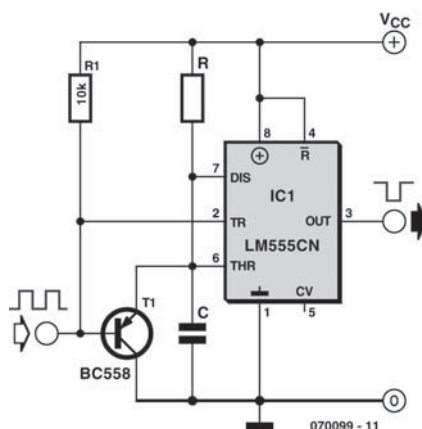
Il faut, si l'on veut garantir un fonctionnement correct du détecteur, respecter un certain nombre de conditions quant à la chronologie du signal. Si l'on prend comme référence le chronodiagramme de la **figure 3**, les valeurs des composants R et C du circuit se calculent de la façon suivante :

$$\tau = 1.1 RC$$

en tenant compte des restrictions suivantes :

$$1 \text{ k}\Omega < R < 1 \text{ M}\Omega \text{ et } M < t < N$$

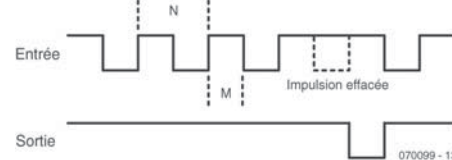
1)



2)



3)



En cas d'application d'un signal correct à l'entrée (figure 2), le circuit est déclenché par une autre impulsion avant que n'expire la constante de temps ( $\tau$ ). Ceci explique que le signal de sortie reste au niveau Haut.

En cas d'absence d'une impulsion voire plus, suite, par exemple, à un problème, un coup porté à la tête du robot Mathilda ou tout simplement suite à une mauvaise réception au niveau de canal de télécommande, le signal de sortie passera brièvement au niveau Bas. Le signal d'avertissement résultant peut être détecté par une électronique additionnelle, un microcontrôleur par exemple ou tout autre dispositif de détection qui réagit à une interruption du flux d'impulsions. Si les choses devaient s'aggraver encore, il ne serait pas mauvais de s'assurer que George (le pilote automatique) se trouve bien en fonction !

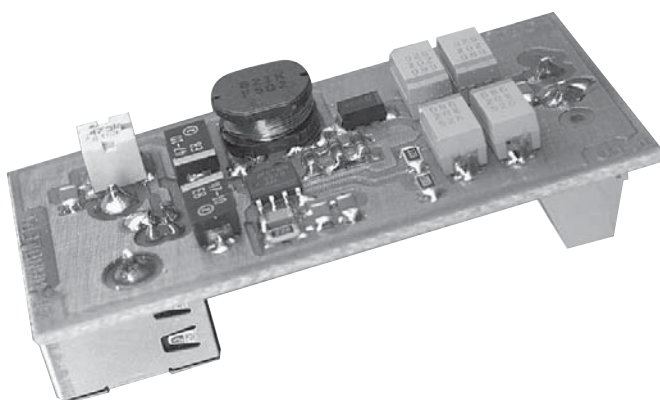
(070099-I)

Hesam Moshiri

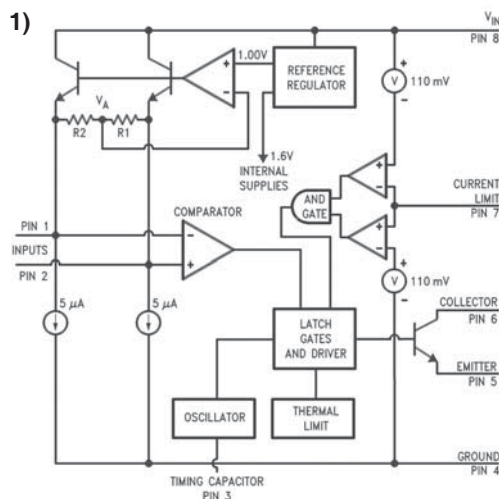
## 123 Convertisseur USB

Il ne suffit pas d'acheter un petit appareil, par exemple une interface pour programmer et déboguer un microcontrôleur, encore faut-il assurer son alimentation par un bloc secteur massif. La situation se dégrade encore davantage quand on est en déplacement sans aucune prise secteur en vue. Le bus USB peut venir directement à la rescousse quand la tension d'alimentation est de 5 V. Pour des tensions plus élevées, il faut recourir à un convertisseur USB. Ce petit convertisseur survolteur à découpage peut fournir des tensions atteignant 15 V avec un courant maximum de sortie de 150 mA.

Le LM3578, dont le circuit interne est représenté dans la **figure 1**, est un convertisseur de tension universel à découpage. Dans notre cas, il est utilisé comme convertisseur survolteur (*Step-Up Converter*). Le schéma de la figure 2 indique les éléments nécessaires. Pour effectuer la conversion, le transistor interne est commuté à l'état passant jusqu'à ce qu'il soit bloqué par le comparateur ou par le circuit de limitation de courant. Le courant collecteur passe par l'enroulement L1 qui emmagasine alors l'énergie magnétique. Le courant continue à passer par L1 lorsque le transistor interne est bloqué, mais cette fois par la diode D1, vers le consommateur. La tension de l'enroulement est inversée et vient s'ajouter à la tension d'entrée. La tension de sortie est alors composée de la somme de la tension d'entrée et de la tension induite dans l'enroulement. La tension de sortie dépend du courant de charge ainsi que du temps de commutation



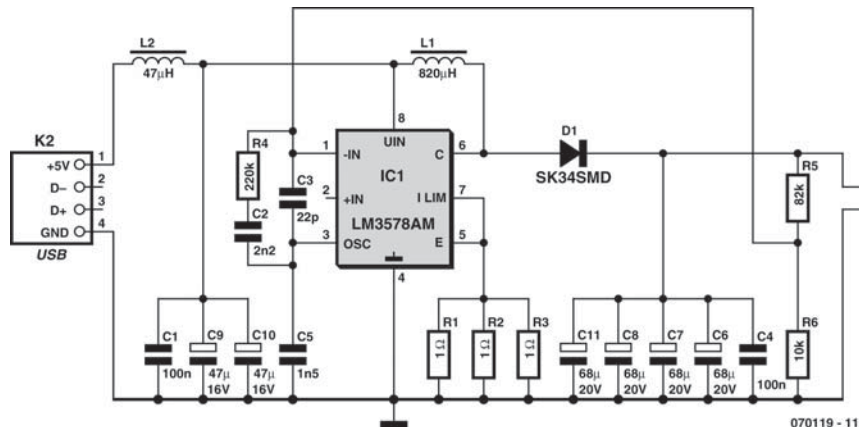
### ALIMENTATIONS & CHARGEURS



du transistor interne de l'état bloqué à l'état passant et réciproquement. La régulation est effectuée en appliquant la tension de sortie au comparateur de la puce par le diviseur de tension R5/R6. C5 sert à fixer la fréquence de commutation qui doit être de l'ordre de 55 kHz. Le réseau R4, C2, C3 sert à la compensation de boucle. Les trois résistances 1 Ω R1, R2, R3 en parallèle servent de détecteur de courant destiné à limiter le courant de commutation (des résistances de moins de 1 Ω sont difficiles à obtenir sous forme de CMS). L'ondulation de la tension de sortie est déterminée par la valeur et la résistance interne des condensateurs C11, C8, C7 et

C6. L'utilisation de plusieurs condensateurs permet d'abaisser la résistance interne totale tout en limitant l'encombrement en hauteur de la carte. L2, C1, C9 et C10 servent de filtre d'entrée. Attention ! La résistance de l'enroulement L2 ne doit pas dépasser 0,5 Ω. Le bus USB est raccordé par une embase USB de type B encartable. Un bornier avec un espacement de 5,08 mm monté sur la carte peut fournir la tension de sortie. Les câbles peuvent, bien entendu, être aussi soudés directement. Il suffit de percer

2)



## Liste des composants

(pour  $U_s = 9\text{ V}$ )**Résistances**

(tout en CMS 1206)

R1 à R3 = 1  $\Omega$ R4 = 220 k $\Omega$ R5 = 82 k $\Omega$ R6 = 10 k $\Omega$ **Condensateurs**

(tout en CMS 1206)

C1, C4 = 100 nF

C2 = 2 nF

C3 = 22 pF

C5 = 1 nF

**Condensateurs tantale**

(tout en CMS 7343)

C6 à C8 = 68  $\mu\text{F}/20\text{ V}$ C9, C10 = 47  $\mu\text{F}/16\text{ V}$ C11 = 68  $\mu\text{F}/20\text{ V}$ **Selfs**L1 = 820  $\mu\text{H}$  (CMSD105)L2 = 47  $\mu\text{H}$  (CMS2220)**Semi-conducteurs**

D1 = diode Schottky SK34 CMS

IC1 = LM3578AM (CMS SO8)

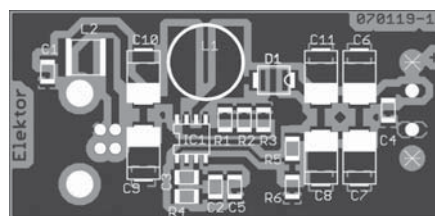
**Divers**

K1 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm (optionnel)

K2 = embase USB de type B

Dessin de la platine téléchargeable gratuitement

3)

**Valeurs de R5 et R6****pour d'autres tensions de sortie**

6 V	R5 = 47 k $\Omega$ , R6 = 9,1 k $\Omega$
12 V	R5 = 110 k $\Omega$ , R6 = 10 k $\Omega$
15 V	R5 = 130 k $\Omega$ , R6 = 9,1 k $\Omega$

deux trous supplémentaires dans la carte en guise de dispositif antitraction.

Comme nous n'avons pas encore réussi à inventer le mouvement perpétuel, il est évident que le courant d'entrée du circuit est supérieur à son courant de sortie.

On peut se baser sur une règle empirique :  
courant d'entrée = courant de sortie \* tension  
de sortie / tension d'entrée / 0,8

En clair :

100 mA de courant de sortie avec 9 V de tension de sortie nécessitent du bus USB un courant d'entrée d'environ 225 mA !

Le tracé de la petite carte du circuit est reproduit dans la **figure 3**. Hormis le connecteur et le bornier, tous les composants sont de type CMS.

**Lien Internet**

Site de l'auteur : [www.systech-gmbh.ch](http://www.systech-gmbh.ch)

(070119-1)

Jörg Schnyder

## 124 Réducteur de tension MLI

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Ce circuit a été développé pour permettre d'utiliser la remorque d'un véhicule automobile pour réseau de bord 12 V comme remorque de poids lourd (24 V). Le circuit a été adapté à plusieurs reprises pour des clignotants gauche/droite, des feux d'arrêt, l'éclairage de la plaque d'immatriculation et le phare de recul. Il fonctionne sans problèmes depuis des années. Grâce à la modulation d'impulsions en largeur (MLI, PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais), ce circuit compact ne dissipe qu'une très faible puissance. Il ne nécessite pas non plus de courant de repos.

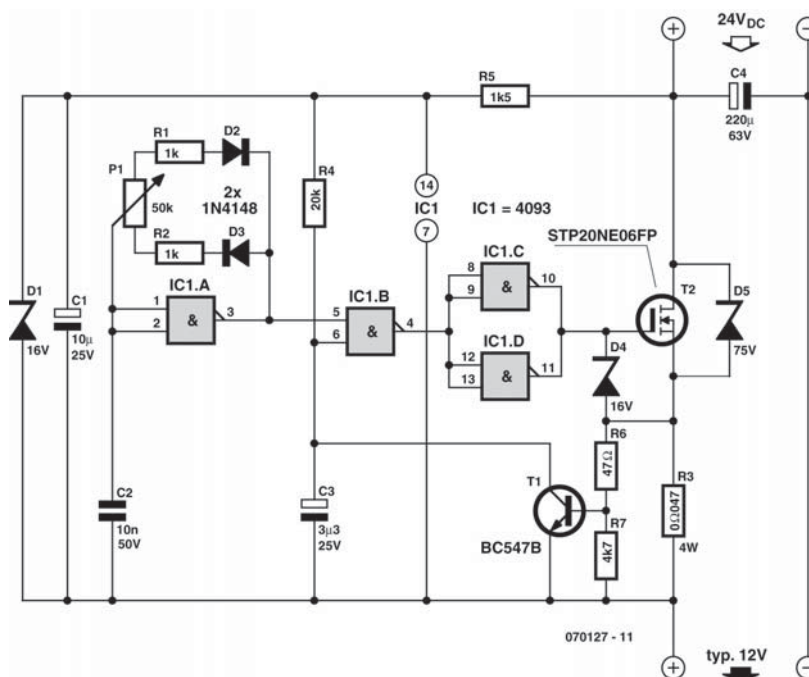
IC1.A, C2, R1, R2 et P1 forment un générateur peu complexe d'impulsions modulées en largeur. Normalement (T1 bloqué), l'élément RC R4/C3 active IC1.B, de sorte que le signal rectangulaire peut commander le commutateur FET T2. La résistance *shunt* R3 permet de détecter le courant de sortie. Si le courant de sortie admis est dépassé, T1 commute et court-circuite C3. IC1.B ne peut plus envoyer le signal rectangulaire au transistor de commutation. Le courant de sortie devient nul. T1 est bloqué et C3 peut de nouveau être rechargé par R4. Le signal PWM parvient de nouveau à T2 dès que le seuil de

commutation ( $U_b/2$ ) de IC1.B est dépassé. On dispose ainsi, même en cas de court-circuit permanent, d'un certain comportement impulsif. La tension de bord de 24 V est un peu élevée pour le circuit intégré CMOS 4093 servant de *trigger* de Schmitt. Elle est réduite à la valeur sûre de 16 V par R5, D1 et C1. D4 et D5 protègent T2 des pointes de tension causées presque inévitablement dans le circuit par l'inductance des lignes. T2 est un FET standard canal N dont la tension de claquage dépasse 100 V.

Le dimensionnement du circuit indiqué ici s'applique à des lampes 12 V ne consommant pas plus de 60 W. R3 (47 mΩ) limite le courant à environ 12 A. Les lampes, dont la résistance ohmique à froid est faible, ne causeront alors aucun problème lors de l'allumage. P1 permet d'ajuster le rapport impulsion-pause à environ 1:3 (durée de commutation 25%). Le circuit peut être redimensionné pour d'autres plages de courant. Il peut aussi être converti en un dispositif simple et à faibles pertes permettant de modifier la vitesse de rotation ou l'éclairage.

(070127-I)

Stefan Brandstetter



## 125 Lucioles chaotiques à LED

DIVERS

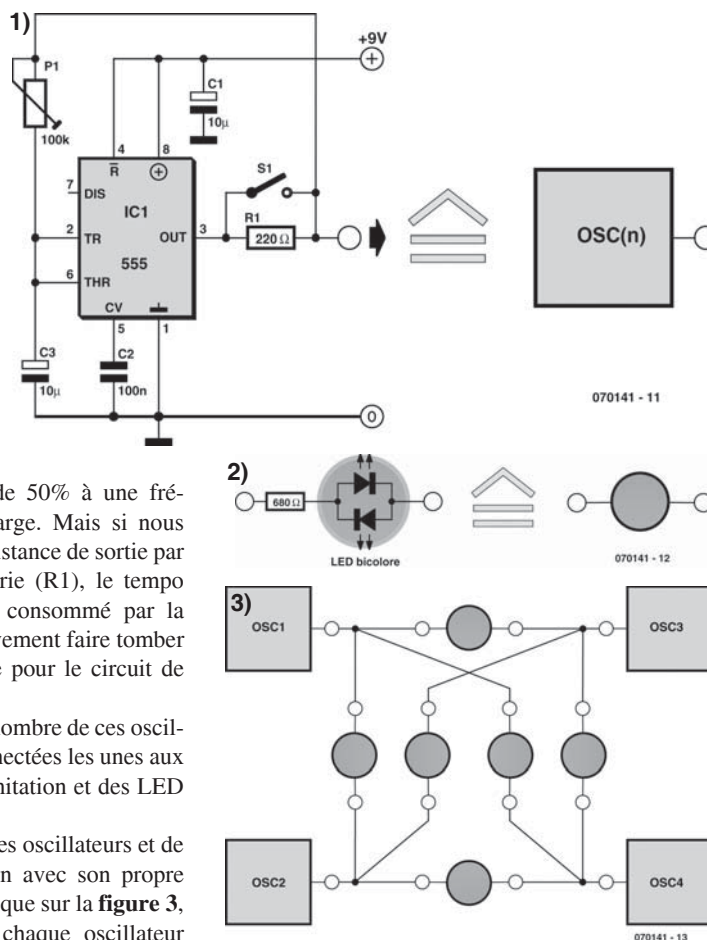
Coupler des oscillateurs à LED permet de produire des effets intéressants pour donner à votre robot un look spectaculaire et exclusif.

Comme on le voit dans le schéma de la **figure 1**, au lieu d'utiliser la broche de décharge du 555, le condensateur se charge et se décharge par la sortie, en intercalant une résistance d'ajustement P1. Si nous supposons que la résistance de sortie du 555 est très basse (ce sera le cas avec un 555 bipolaire plutôt qu'un CMOS), il produira un rapport cyclique de 50% à une fréquence indépendante de la charge. Mais si nous augmentons délibérément la résistance de sortie par le biais d'une résistance en série (R1), le tempo dépendra du courant consommé par la charge, parce que R1 va effectivement faire tomber la tension de charge disponible pour le circuit de temporisation P1/C3.

Imaginons à présent un certain nombre de ces oscillateurs dont les sorties sont connectées les unes aux autres par des résistances de limitation et des LED bicolores (**figure 2**).

Il est possible de réaliser avec des oscillateurs et de LED des figures 1 et 2, chacun avec son propre symbole, une constellation telle que sur la **figure 3**, par exemple. La cadence de chaque oscillateur dépendra alors des autres oscillateurs, parce qu'ils vont déterminer le courant qui circule dans les LED. Supposons que toutes les sorties soient hautes (ou basses), il n'y a aucune différence de potentiel et donc aucun courant qui circule dans les circuits des LED. Alors, tous les oscillateurs seront à la fréquence maximale. D'autres combinaisons de sorties feront s'allumer certaines LED et leurs courants affecteront le tempo de chaque oscillateur. C'est la loi du chaos ! Les résistances R1 couplent les oscillateurs entre eux dans ce but. Un interrupteur aux bornes de chaque R1 permet de commander le couplage.

Régler la fréquence d'oscillation aux alentours de 2 Hz à l'aide des P1 révèle la complexité du clignotement des LED qui passent du rouge au vert



avec des extinctions. Parfois, les LED semblent se mettre d'accord et pulser de concert. On dirait un peu une version électronique de ce qui se passe dans la nature quand un groupe de lucioles se rassemble dans un buisson : leurs fluctuations se synchronisent et peut-être notre petit circuit est-il une version simplifiée de ce système de rétroaction naturel nettement plus complexe.

En remontant la fréquence dans le voisinage de 100 Hz, on peut varier le mélange (le battement) des couleurs scintillantes rouges et vertes pour obtenir une « vague » de modification des couleurs à travers le réseau de LED.

Ajouter des résistances sensibles à la lumière (LDR) en série avec R1 pourrait aider nos lucioles



électroluminescentes à se « voir » entre elles. Mais même sans LDR, avec trois oscillateurs couplés ou

d'avantage, on peut déjà s'étonner à l'observation du comportement chaotique des oscillateurs.

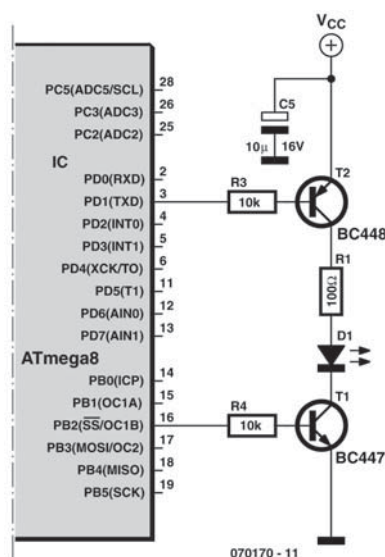
(070141-I)

Jonathan Hare

## 126 Communication IR par UART

COMMUNICATION

La lumière IR est bien moins onéreuse que des modules radio dans le cas où des robots communiquent entre eux ou avec des stations de base à moyenne distance (de 5 à 10 m). La modulation nécessaire pour supprimer la partie IR présente dans la lumière du jour et le protocole reposent sur des composants et des normes éprouvés. La majorité des contrôleurs modernes disposent d'une ou de plusieurs interfaces sérieelles asynchrones (UART). Celles-ci semblent destinées à être munies d'un émetteur et d'un récepteur IR.



Le TSOP17xx, par exemple, constitue un récepteur adéquat. Les deux caractères xx indiquent la fré-

quence de modulation en kHz. On peut raccorder directement sa sortie à la broche RxD du contrôleur. La sortie à collecteur ouvert permet de raccorder plusieurs modules de réception en parallèle pour étendre la zone de réception.

L'émetteur ne comporte qu'une diode IR et quelques composants discrets. La modulation fait appel à un temporisateur du contrôleur – ou à un NE555. Dans l'ATmega8 de l'exemple, Timer1 est piloté de sorte que PB2 permette d'ajuster la fréquence et la largeur des impulsions en faisant appel aux registres de comparaison de sortie OCR1A et OCR1B. La modulation basée sur la fréquence choisie est effectuée par le transistor NPN. Ici aussi, plusieurs LED IR raccordées en parallèle permettent d'étendre la zone d'émission et l'angle de rayonnement. La portée et le courant maximum admissible des LED IR en régime impulsif déterminent la valeur de leur résistance de protection. Un coup d'œil à la fiche technique de la diode s'impose. On en déduira aussi la largeur d'impulsion ajustable par logiciel.

Le nombre maximum de bauds de l'UART dépend du récepteur choisi. Un TSOP17xx permet d'atteindre environ 1200 bauds. Cela devrait largement suffire pour des commandes simples. Besoin d'une liaison bidirectionnelle ? Il suffit d'équiper les deux côtés de circuits émission/réception. Gardons toutefois la tête froide. Des réflexions peuvent partiellement entraver l'établissement d'une liaison en duplex intégral.

(070170-I)

Dominik Tewiele

## 127 Relais PIC clignotant

ACTIONNEURS

La réalisation de ce relais électronique clignotant a été déclenchée par les demandes de motards. Les vibrations de certains types de motos conduisent à une forte usure des lampes des clignotants. Les modules clignotants à LED disponibles entre-temps

pour la plupart des motos résolvent ce problème. Un autre vient toutefois prendre sa place : les relais clignotants ordinaires dépendent de la charge. Comme celle des modules LED est faible, ils clignotent beaucoup trop rapidement.





analogique à produire. On peut ainsi obtenir une tension analogique en sollicitant en PWM une broche de port à l'aide d'un chronomètre, par exemple.

La note d'application explique comment calculer le filtre passe-bas RC. Avec les valeurs de composants indiquées (3,9 k $\Omega$  et 10 nF), la fréquence de coupure à -3dB du filtre passe-bas est de quelque 4 kHz. Pour une fréquence PWM de 20 kHz, le dispositif produira des signaux analogiques (émissions vocales ou sonores du robot, par exemple) avec une bande passante qui peut atteindre 4 kHz. Le filtre passe-bas atténue de 14 dB la fréquence PWM de 20 kHz. La faiblesse de cette atténuation ne pose pas de problème pour une émission vocale puisque le signal résiduel de 20 kHz ne sera pas perçu par l'oreille humaine, ou à peine si elle est jeune.

Le choix de l'amplificateur opérationnel n'est pas critique et un modèle courant, comme le TL071, par

exemple, conviendra. On peut, naturellement, adapter la fréquence de coupure à l'émission de signaux analogiques de fréquence inférieure, voire continus, de façon à atténuer plus fortement la fréquence PWM. On réduira ainsi l'ondulation du signal (continu) de sortie. Cette tension de sortie pourra servir, par exemple, de signal de commande, au standard industriel de  $\pm 10$  V, à un asservissement de vitesse. Si le moteur, à la sortie d'un étage de puissance, est attaqué directement par la PWM, le moteur assurera la fonction de filtre passe-bas.

#### Lien Internet

[1] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00538c.pdf>

(070133-I)

Tilo Gockel

## 130 Commande bidirectionnelle de moteur 12 V

ACTIONNEURS

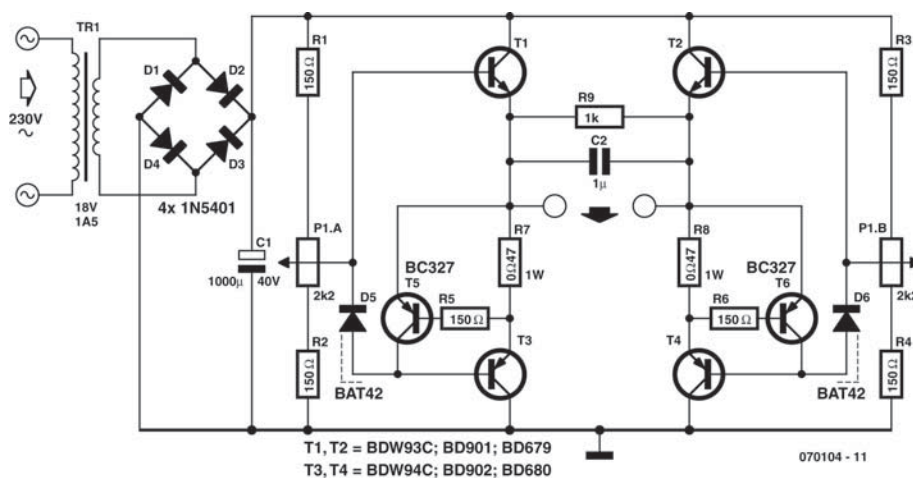
Cette commande est conçue pour les moteurs à courant continu consommant jusqu'à 1 A. Le circuit, d'une grande simplicité, ne comporte que des composants ordinaires. La tension de sortie entre 0 et 14 V permet de modifier la vitesse du moteur et l'inversion de polarité cause celle du sens de rotation. Le circuit se prête donc aussi à la régulation de la marche de trains miniatures à courant continu et à la commande de petits outils électriques.

Le circuit comporte aussi un transformateur secteur 18 V (1,5 A), quatre diodes (D1 à D4) pour un

redresseur en pont et un condensateur électrolytique de charge (C1) fournissant une tension d'environ 24 V. La commande du moteur est effectuée en le plaçant dans un pont en H classique formé de T1/T3 et T2/T4. Le courant du pont est limité par T5 et T6 et par les « détecteurs de courant » R7 et R8.

Ces résistances permettent de modifier le courant maximum du moteur, normalement de 1 A ( $I_{OUT} = 0,6 \text{ V}/R7$  ou  $R8$ ).

L'alimentation (transfo/redresseur) doit alors pouvoir fournir un courant plus élevé et les transistors



en pont sont à redimensionner en conséquence. Un potentiomètre linéaire double (P1) sert d'organe de réglage. Il forme un double diviseur de tension ajustable avec R1 et R2 ou R3 et R4. Les deux moitiés du potentiomètre sont raccordées en sens opposé. La tension d'un curseur est alors maximale et celle de l'autre curseur minimale quand le potentiomètre se trouve en position extrême. Les curseurs des deux moitiés du potentiomètre en position médiane se trouvent à une tension à peu près égale. La ten-

sion appliquée au moteur est donc nulle (position zéro). Le moteur tournera plus ou moins vite dans un sens ou dans l'autre selon la position angulaire du potentiomètre. La chute de tension aux bornes de D5/D6 équilibre  $U_{BE}$  des transistors en pont. Cela permet de faire démarrer le moteur sans à-coups à partir de la position zéro.

(070104-1)

Stefan Brandstetter

## 131 De battre, mes mains l'ont arrêté

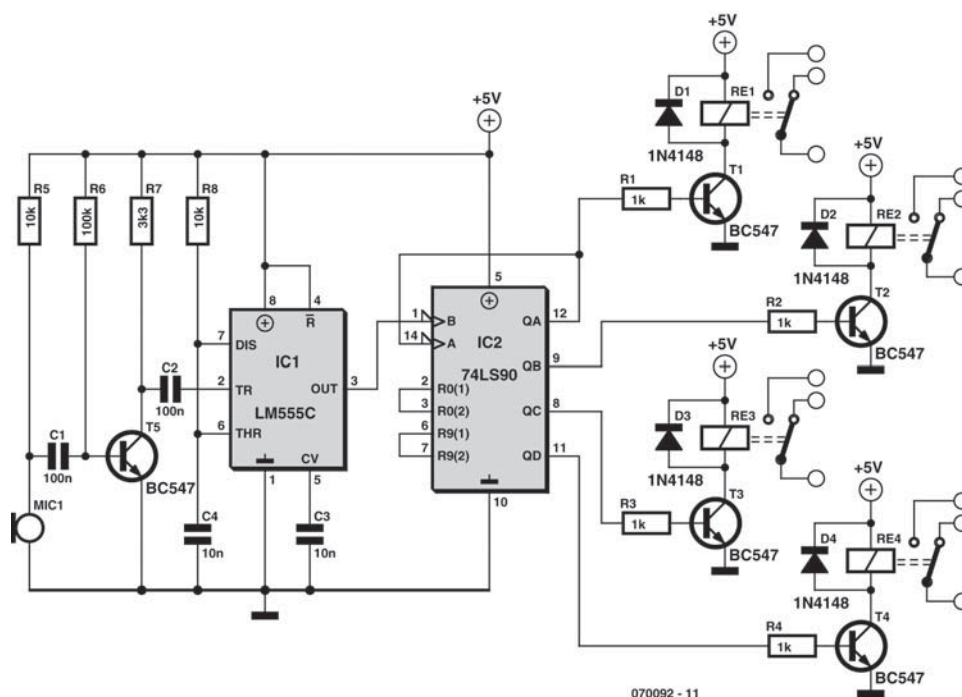
DIVERS

Applaudissez, vous ferez obéir vos appareils électriques ! Qu'il s'agisse de la télé, d'un ventilateur, de l'éclairage ou d'accessoires quelconques, ce circuit vous permet d'en allumer ou éteindre quatre à l'aide de relais à bascule.

Dans le schéma, on voit le microphone à condensateur (électret) M1 branché à l'entrée du préamplificateur T5. Le signal capté par le micro y est amplifié avant de l'appliquer à l'entrée (broche 2) du temporisateur 555 en configuration de monostable dont la sortie est employée comme horloge du compteur 7490.

Chaque fois qu'une impulsion arrive à l'entrée d'horloge (broche 14) de IC2, elle produit un code à quatre bits sur les quatre sorties de la puce. Par exemple, quand la première impulsion arrive à l'entrée TRIG du 555, le code binaire en sortie du 7490 devient 0001, la deuxième impulsion y formera 0010 et ainsi de suite. Lors de la 15<sup>e</sup> impulsion, la sortie affichera 1111. Encore une impulsion et IC2 reviendra alors automatiquement à l'état originel 0000.

Les quatre sorties du compteur commandent chacune un transistor, T1 à T4, lesquels pilotent à leur



070092 - 11

tour les quatre relais RE1 à RE4 dont les contacts commandent les appareils. Quatre diodes de redressement D1 à D4 sont branchées en parallèle sur les bornes des bobines de relais pour éviter que les extra-courants de rupture ne dérangent le fonctionnement du circuit.

On peut mettre à l'épreuve le montage de façon très simple. On l'alimente en 5 ou 6 V régulés. Momentanément, on débranche l'entrée CLKA du 7490 de la sortie du 555. Brancher alors un fil à l'entrée CLKA permet de toucher la ligne positive de l'alimentation. À chaque impulsion d'horloge ainsi créée, RE1, RE2, RE3 et RE4 vont alors s'exciter ou retomber dans l'une des seize configurations différentes.

Il faut alors rétablir la connexion entre IC1 et IC2. Frappez dans les mains à proximité du microphone, les relais doivent répéter le cycle de la même manière. Enfin, il vous reste à brancher les appareils voulus aux contacts des relais.

Il est recommandé d'utiliser une tension régulée de 5 V pour ce circuit. Les contacts des relais doivent être prévus pour une tension alternative de 230 V et pouvoir supporter le courant demandé par les appareils. **Il y a lieu de prendre toutes les précautions requises quand on travaille sur des appareils alimentés par le secteur, en particulier ici les contacts des relais.**

(070092-1)

Raj. K. Gorkhali

## 132 Capteur pour robot suiveur de ligne

CAPTEURS

L'une des disciplines traditionnelles auxquelles les robots sont censés participer est la compétition du suivi de ligne. Les robots sont rangés derrière une ligne dessinée d'avance (généralement une bande autocollante noire) posée sur une surface blanchâtre (en papier, carton ou plastique).

Cette discipline requiert des capteurs spéciaux. D'habitude, il s'agit de photocapteurs à réflexion (tels que CNY70, LTH209...). Un tel capteur contient un phototransistor et une LED infrarouge. Les capteurs sont pointés vers la surface sur laquelle le robot va devoir montrer sa vitesse et son agilité. La LED émet des rayons infrarouges et le phototransistor agit comme récepteur. La couleur noire de la ligne à pister réfléchit moins intensément que la surface blanche qui l'entoure.

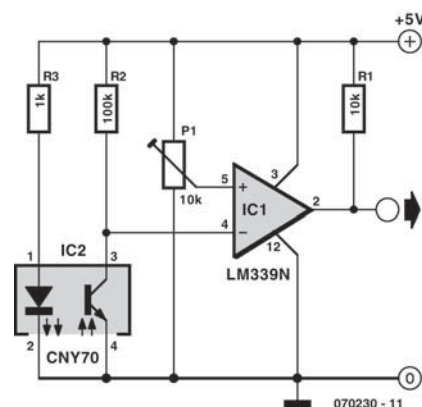
Le courant dans un phototransistor dépend de l'intensité du rayonnement qu'il détecte. Dès lors, il y circulera plus de courant quand il surplombera une surface blanche. De la même manière, ce dispositif peut aussi servir à détecter des types de surface.

Le plus petit nombre de capteurs nécessaire à fabriquer un robot suiveur de ligne est deux : un à gauche, l'autre à droite de la ligne. Il est pourtant préférable d'en prévoir un troisième, au milieu des deux autres, comme précaution au cas où le robot tomberait de la table.

Dans ce circuit, on compare la tension sur le phototransistor à un niveau de référence réglé par P1. Quand IC2 est éclairé, sa tension chute. IC1A

compare cette tension à celle de référence. Si la tension de référence dépasse celle du phototransistor, la sortie du comparateur baisse jusqu'aux environs de zéro. C'est ce qui se passe quand il y a une ligne noire sous le capteur. Le signal de sortie du comparateur est alors envoyé à un microprocesseur ou toute logique de commande qui, on peut l'espérer, répond en adaptant le cap du robot.

Il faut étalonner les circuits au préalable. La meilleure méthode consiste à mettre le potentiomètre P1 au milieu, puis à placer le capteur au-dessus de la surface à détecter, la blanche. Remarquez que la hauteur du capteur par-dessus la surface est importante. C'est moins grave avec un CNY70, par exemple, mais un LTH209, entre autres, ne fonctionne qu'à de très faibles distances (à peu près





3,8 mm). Si la réponse de la sortie du comparateur est correcte (broche 2 haute), déplacez le capteur vers la ligne. Si le résultat est bien celui attendu (broche 2 basse), le circuit est étalonné. Sinon, changez le réglage de P1 jusqu'à atteindre le bon étalonnage.

Le schéma représente un seul des quatre canaux que l'on peut construire avec une seule puce LM339. La résistance de forçage haut à la broche 2 du comparateur est nécessaire parce que le LM339 a les sor-

ties à collecteur ouvert. R3 détermine le courant pour la LED IR.

On peut utiliser une grande variété de comparateurs, il se fait que le LM339 était sous la main. On peut en dire autant du photocapteur ; remarquez cependant qu'il y a différents brochages possibles, vérifiez-le donc dans les caractéristiques du constructeur.

(070230-1)

## 133 Système de vision CMUCam1

### CAPTEURS

#### Seattle Robotics dote de la vision le BoeBot (et les autres robots)

Le BoeBot est un petit véhicule-robot conçu et vendu par Parallax Inc [1]. Son intelligence lui est conférée par un autre poulain de l'écurie Parallax, le *Board of Education* (BoE, Carte d'apprentissage), lequel à son tour est basé sur leur fameux BASIC Stamp. Le robot lui-même, tout autant que le BoE, a eu les faveurs de nombreuses publications dans la presse et sur l'Internet. À juste titre car, en plus de leur prix modique, ces projets bénéficient d'un niveau de qualité et d'un volume de production qui les rendent compatibles avec l'utilisation dans les écoles et en général avec l'apprentissage de la robotique [2].

Pour le *CMUCam1 Vision System*, Parallax a fait équipe avec l'Université Carnegie Mellon [3] par l'entremise de Seattle Robotics [4]. Toutefois, le produit n'est disponible que chez Parallax et ses distributeurs, comme Milford Instruments [5] et Lextronic [9] pour la France.

La livraison du CMUCam1 comprend :

1. Une caméra CMUCam1 montée sur une platine d'interface AppMod.
2. Un manuel d'utilisation imprimé.
3. Un cédérom de programmes de démonstration.

L'ensemble vise un fonctionnement aussi proche que possible du *plug and play*. Branchez le matériel (*plug*), téléchargez le code de démonstration, appuyez sur les boutons et observez comment votre BoeBot se sert de son « œil » tout neuf pour voir son environnement et y réagir.

#### Objectif

Le système de vision CMUCam1-AppMod™ se compose d'une caméra CMUCam1 montée sur une

prise dans la platine AppMod. La platine AppMod offre une interface utilisateur simple constituée de deux boutons, huit LED et un haut-parleur piézo. L'interface utilisateur remplit trois fonctions :

1. Un système simple de sélection par menu lié au code de démonstration pour vous permettre de choisir et lancer l'un des huit programmes de démonstration de la vision robotique.
2. Un retour visuel par les LED, pendant que le programme se déroule, pour montrer comment la caméra perçoit la cible poursuivie.
3. L'indication de la couleur de l'objet repéré, par l'éclairement de la LED correspondante (par ex. LED rouge pour un objet rouge).

Grâce à un circuit astucieux sur la platine AppMod, huit LED et un haut-parleur piézo se contentent de quatre broches d'entrée/sortie de votre Basic Stamp2, ce qui laisse les autres disponibles pour d'autres usages.

#### 8 Fonctions de démonstration

Une fois le système de vision CMUCam1-AppMod™ enfiché dans le connecteur AppMod du BoeBot, l'étape suivante consiste à charger le code de démonstration du cédérom dans le Basic Stamp2. Les huit fonctions du programme de démonstration illustrent chacune une des fonctions de la caméra CMUCam1.

À la première mise sous tension du BoeBot, les huit LED de l'interface AppMod clignotent plusieurs fois, puis le haut-parleur émet un bip pour signaler que le robot est prêt. Chaque fonction commence avec un bip et finit avec deux bips. Les LED clignotent différemment suivant la fonction en cours d'exécution pour indiquer comment elle s'exécute.

Les huit fonctions de démonstration sont :

1. **Calibrage de la lumière**

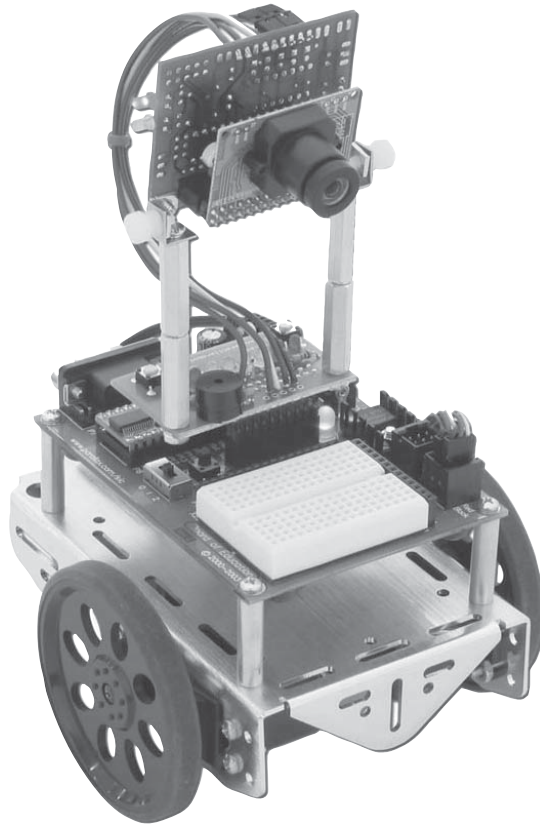
Une vingtaine de secondes sont nécessaires pour permettre à la CMUcam1 d'évaluer les conditions d'éclairage ambiant.

2. **Échantillonnage et sauvegarde de la couleur**  
Il faut environ une seconde à la caméra pour se verrouiller sur la couleur d'un objet tenu devant elle ; les LED clignotent et le haut-parleur émet deux bips quand c'est fait. Les données de couleur sont stockées dans la mémoire EEPROM du Basic Stamp2.
3. **Poursuite d'une couleur**  
Le robot se déplace en avant, en arrière, à droite et à gauche pour suivre la couleur de l'objet sauvegardée par la fonction 2.
4. **Déplacement et contournement**  
Le robot avance et évite les objets à l'aide de sa seule vision. Il le fait en évaluant la plage de couleur du sol devant lui.
5. **Poursuite adaptative**  
Le robot se verrouille sur la première couleur qu'il voit et poursuit cette couleur (en avant, à gauche, à droite, mais pas en arrière). S'il perd l'objet pendant environ cinq secondes, il se verrouille sur la première couleur qu'il voit ensuite et la suit jusqu'à ce qu'il la perde et ainsi de suite.
6. **Suivi de ligne**  
On suppose qu'une ligne blanche de 1,2 cm environ (un demi-pouce) est tracée sur le trajet.
7. **Doigt pointé et poursuite**  
Le robot enregistre, tourne à droite et à gauche en fonction du doigt pointé. Il le fait en utilisant le même angle de visée vers le bas que pour les autres fonctions.
8. **Affichage de couleur**  
Le robot allume une ou plusieurs des LED rouge, verte et orange en réponse à la couleur de l'objet placé devant lui. Cela fonctionne bien avec un disque de caoutchouc ou un bloc de plastique coloré de 5cm de diamètre.

Pour la meilleure exécution de toutes les fonctions, la caméra doit être inclinée vers le bas de façon à pointer juste devant le robot.

### Basic Stamp2SX et Basic Stamp2P

Le programme de démonstration et le système CMUcam1-AppMod fonctionnent aussi avec les versions plus puissantes 2SX et 2P du Basic Stamp. Des versions adaptées différentes se trouvent sur le cédérom. Les différences de code sont mineures et liées à la vitesse d'exécution deux fois et demie plus rapide.



Vous avez davantage de possibilités avec les Stamps2SX et 2P du fait de leur vitesse supérieure et de leur mémoire plus vaste. L'interface série du Basic Stamp2 est limitée à 9600 bauds pour le dialogue avec la caméra, alors que les 2SX et 2P ont un débit maximal de 115200 bauds. La commutation en 115200 bauds se fait par le déplacement de deux cavaliers sur la carte. La vitesse supérieure permet au robot de réagir plus vite au système de vision.

### À propos de la CMUcam et du module

La caméra CMUcam1 est constituée d'un microcontrôleur SX28 [6] attelé à une caméra CMOS OV6620 Omnivision [7] sur une puce qui permet d'extraire simplement des données de haut niveau à partir du flux vidéo de la caméra. La platine communique par un port sériel à niveaux TTL, avec les fonctions suivantes :

- ♦ Poursuivre des taches de couleur définie à 17 images par seconde.
- ♦ Trouver le centre de gravité de la tache.

Tableau 1. Jeu d'instructions de base

Instruction	Paramètres	Description <sup>1</sup>
1\r	néant	Touche <Enter> ou <Retour>. Met la caméra en attente
GM	néant (\r)	Capture la couleur dominante dans l'image courante.
L1	valeur \r	Commande la LED verte de poursuite.
MM	mode \r	Commande le mode Middle Mass qui ajoute les coordonnées du centre de gravité aux données de poursuite normales.
NF	active \r	Réglage du filtre de bruit. Accepte les valeurs booléennes 1 (défaut) et 0. Activé par 1, arrêté par 0.
PM	mode \r	Active le mode balayage (Poll). Le paramètre 1 active le mode, 0 l'arrête.
RS	néant (\r)	Remet à zéro la carte de vision. Nota : pour le <i>reset</i> , le premier caractère est un /r.
SW	[x y x2 y2] \r	Fixe la fenêtre de vision de la caméra. Accepte les coordonnées cartésiennes x et y du coin supérieur gauche, suivies par celles du coin inférieur droit de la fenêtre visée.
TC	[R <sub>min</sub> R <sub>max</sub> G <sub>min</sub> G <sub>max</sub> B <sub>min</sub> B <sub>max</sub> ] \r	Poursuite d'une couleur. Accepte les valeurs RVB minimales et émet un paquet de données M ou C (suivant la commande MM).
TW	néant (\r)	Poursuit la couleur trouvée dans la partie centrale de la fenêtre courante.

1. On trouvera une description détaillée dans le manuel de l'utilisateur.

- ♦ Trouver la couleur moyenne et des données sur la variation.
- ♦ Fenêtre arbitraire de l'image.
- ♦ Résolution de 80 × 143.
- ♦ Communication série à 9600 bauds.
- ♦ Détection automatique d'une couleur et pilotage d'un servo pour suivre la couleur.
- ♦ Mode de traitement parallèle asservi sur un bus de caméra unique (fonction avancée).
- ♦ Possibilité de commander un servo ou une broche d'entrée/sortie (fonction avancée).
- ♦ Réglage des propriétés optiques de la caméra (fonction avancée).

Si on utilise la caméra à l'extérieur, étant donné la forte teneur en infrarouges de la lumière du soleil, même par temps couvert, il faudra probablement monter un filtre IR ou un filtre gris neutre de densité 3 (c'est-à-dire 3 crans de diaphragme, ou 8 fois, 2<sup>3</sup>) pour réduire la forte intensité lumineuse. Un verre prélevé sur une paire de lunettes bon marché, placé devant l'objectif, permettra à la CMUCam1 de travailler en plein soleil.

### Communication série et jeu d'instructions

Les paramètres de la communication série sont : 9600 bauds, 8 bits de données, 1 bit d'arrêt ; pas de parité, pas de contrôle du dialogue (ni logiciel Xon/Xoff, ni matériel).

Toutes les instructions sont envoyées au moyen de caractères ASCII imprimables, c'est-à-dire que le nombre 123 est envoyé sous la forme des trois chiffres 1, 2 et 3. Après transmission correcte d'une

instruction, la chaîne ACK est renvoyée. S'il y a une erreur de syntaxe ou si une erreur de transfert est détectée, la chaîne renvoyée est NCK. La chaîne ACK ou NCK est suivie par \r (retour chariot). Quand une invite est renvoyée (« \r » suivi par « : ») cela signifie que la caméra au repos attend une nouvelle instruction.

Les espaces blancs sont pris en compte et servent à séparer les paramètres. Le caractère \r (ASCII 13, retour chariot) termine la ligne et active la commande. Si la transmission en caractères imprimables est trop lourde, il est possible d'utiliser différents degrés de transfert de données brutes (*Raw mode*).

Le système reconnaît deux jeux d'instructions : *basic* (tableau 1) et *advanced* (tableau 2).

### Programmes utilitaires

Le cédérom de Seattle Robotics contient aussi les utilitaires qui suivent.

#### ♦ Test de la communication entre CMUCam et BoeBot.

Ce programme règle la communication série à 9600 bauds entre le Stamp et la CMUCam1. Il fait clignoter la LED verte de la caméra.

#### ♦ Affichage des données de poursuite de la CMUCam1 sur l'écran de débogage.

Le premier paquet de données affiché par l'écran de débogage est le paquet « S » (Statistiques) qui indique la couleur de l'objet poursuivi. Cela vous permet d'évaluer les possibilités de votre caméra pour la poursuite d'un objet donné. Essayez des objets de couleurs et de tailles

Tableau 2. Instructions avancées

Instruction	Paramètres	Description <sup>1</sup>
CR	[ reg1 value1 [reg2 value2 ... reg16 value16] ]r	Règle directement les registres internes de la caméra. L'adresse des registres et les contenus possibles se trouvent dans la documentation Omnivision.
DF	néant (r)	Décharge une trame par le port sériel.
DM	valeur \r	Règle le délai avant la transmission des paquets par le port sériel
GV	néant (r)	Lit la version du microcode installé dans la caméra.
HM	active \r	Règle la caméra en mode demi-résolution horizontale pour les commandes DF et LM pour le vidage d'une image bitmap.
I1	néant (r)	Utilise le port servo comme une entrée tout ou rien.
LM	active \r	Active le mode Line qui utilise le temps entre les trames pour transmettre des données plus détaillées sur l'image.
RM	bit_flags \r	Active le mode de transfert brut (Raw). Il lit la valeur des trois premiers bits (LSB) pour configurer les réglages.
S1	position \r	Règle la position du servo 1. La valeur 0 l'arrête et maintient la ligne au niveau bas. Les valeurs de 1 à 127 règlent la position du servo pendant la poursuite ou l'acquisition des données moyennes.
SM	valeur \r	Active le mode Switching de poursuite de couleur.

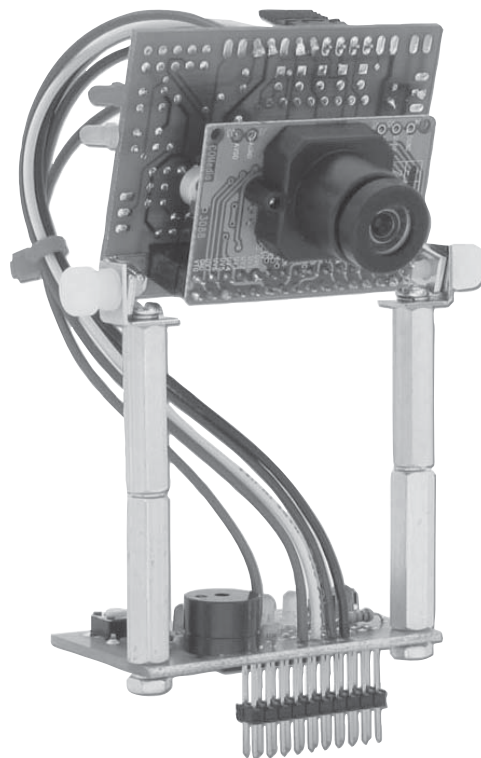
1. On trouvera une description détaillée dans le manuel de l'utilisateur.

différentes pour voir les effets sur les données de poursuite. C'est un programme important que vous réutiliserez souvent, quand vous trouverez des choses intéressantes à faire avec votre CMUcam1 et votre BoeBot. Ce programme vous permet de voir et comprendre exactement ce que peut voir votre BoeBot avec son système de vision.

Vous trouverez sous la référence [8] une courte vidéo qui montre un BoeBot équipé de CMUcam1 repérant un objet rouge.

#### Liens Internet

- [1] [www.parallax.com](http://www.parallax.com)
- [2] [www.stampsinclass.com](http://www.stampsinclass.com)
- [3] [www.cs.cmu.edu/~cmucam](http://www.cs.cmu.edu/~cmucam)
- [4] [www.seattlerobotics.com](http://www.seattlerobotics.com)
- [5] [www.milinst.com](http://www.milinst.com)
- [6] [www.ubicom.com/processors/sx/sx\\_family.html](http://www.ubicom.com/processors/sx/sx_family.html)
- [7] [www.ovt.com](http://www.ovt.com)
- [8] [www.seattlerobotics.com/video.htm](http://www.seattlerobotics.com/video.htm)
- [9] [www.lextronic.fr/cmucam/PP.htm](http://www.lextronic.fr/cmucam/PP.htm)



(070132-1)

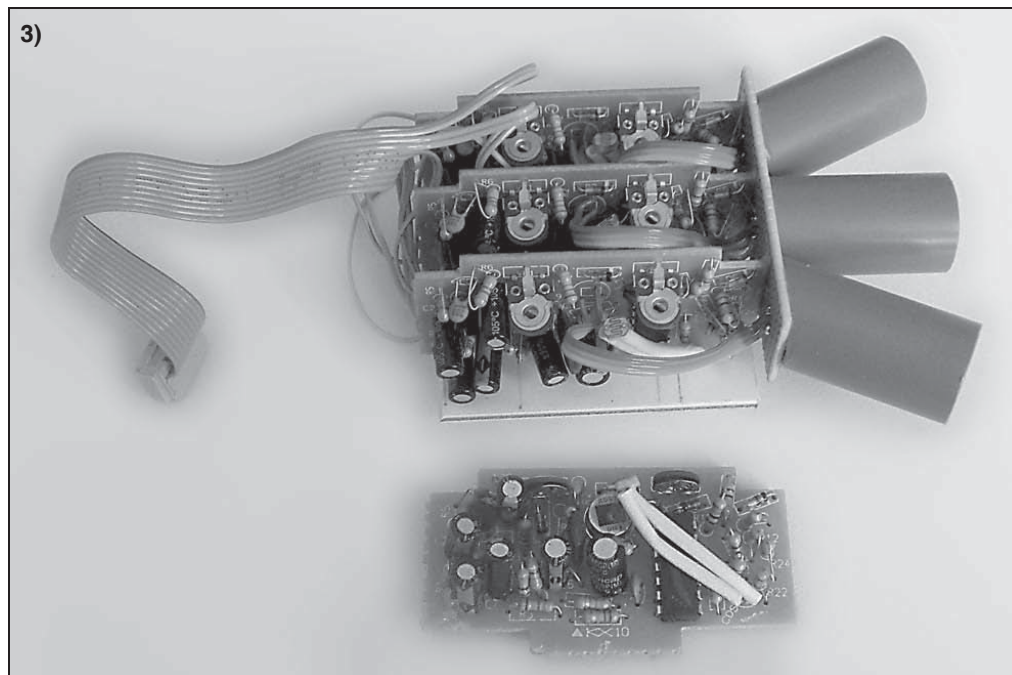
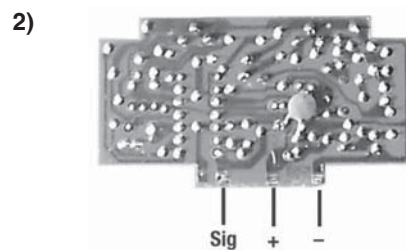
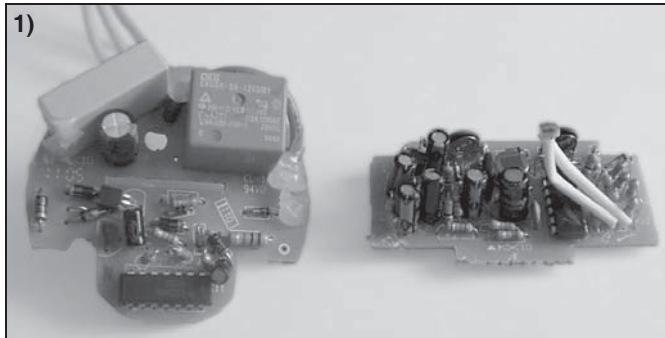
Ken Gracey (Parallax, Inc.)

## 134 Capteur PIR

CAPTEURS

On se trouve toujours, lorsque l'on envisage de réaliser un robot, confronté au choix des capteurs. Ce choix dépend bien entendu également de la « mission » du robot. La difficulté de mise en œuvre et le coût du capteur jouent eux aussi un rôle non négligeable dans cette décision. Les capteurs répondant le mieux à ce cahier des charges sont indubitablement les détecteurs de choc et les antennes (moustaches) à base de micro-interrupteurs (*microswitch*) mais aussi les télécapteurs IR de Sharp et les capteurs à ultrasons.

Si nous souhaitons détecter des objets « chauds » tels qu'êtres humains ou animaux, les détecteurs PIR (*Passive InfraRed sensor*) d'Eltec tels que le Eltec-442. Il s'agit d'un très beau capteur dont le prix (dépassant 60 \$) constitue un problème majeur. Conrad FR propose un capteur PIR, le LHI958 (référence 178730) pour 5,50 €. L'inconvénient de ce capteur est qu'il faut le doter d'un amplificateur si l'on veut disposer d'un signal de sortie utilisable.





La documentation descriptive de ce capteur n'en parle qu'à mots couverts.

Il existe une autre approche possible : utiliser un capteur que l'on trouve un peu partout de nos jours : le fameux détecteur de présence dont sont dotés les éclairages extérieurs et que l'on trouve, à un prix très abordable, dans tous les magasins de bricolage. Ils sont souvent proposés à moins de 10 €. Après démontage de ce capteur on se trouve en présence d'une platine principale dans laquelle est enfichée un circuit imprimé auxiliaire (**figure 1**). C'est sur ce dernier que se trouve le détecteur PIR et son électronique connexe. Les points d'application de la tension d'alimentation et le signal de sortie se trouvent sur le dos de cette platine (**figure 2**). Normalement, l'alimentation du capteur se fait sous 8 V, mais il fonctionne parfaitement sous 5 V.

Un robot d'une certaine taille sera souvent doté de plusieurs capteurs PIR montés à des angles différents sur le bâti. À cet effet, nous pouvons monter

trois capteurs sur un morceau de platine d'expérimentation à pastilles et limiter leur champ de vision par le biais de morceaux de tubes d'installation électrique en plastique. La longueur de ce morceau de tube détermine l'angle de vision souhaité. Nominale, l'angle de détection de ce type de capteurs est de 140°, ce qui explique la nécessité de limitation du champ de vision. Il est bon de faire en sorte que les champs de vision des différents capteurs se recoupent. Une triplette de capteurs permet ainsi de définir cinq domaines de détection. On peut bien évidemment envisager d'utiliser plus de trois capteurs de manière à augmenter la résolution.

Il est possible, de cette façon et à un coût relativement abordable, une belle unité de détection PIR. L'exemple représenté en **figure 3** comporte trois détecteurs PIR. Ce type d'unité de détection est facile à réaliser et fonctionne de façon très satisfaisante.

(070189-I)

Abraham Vreugdenhil

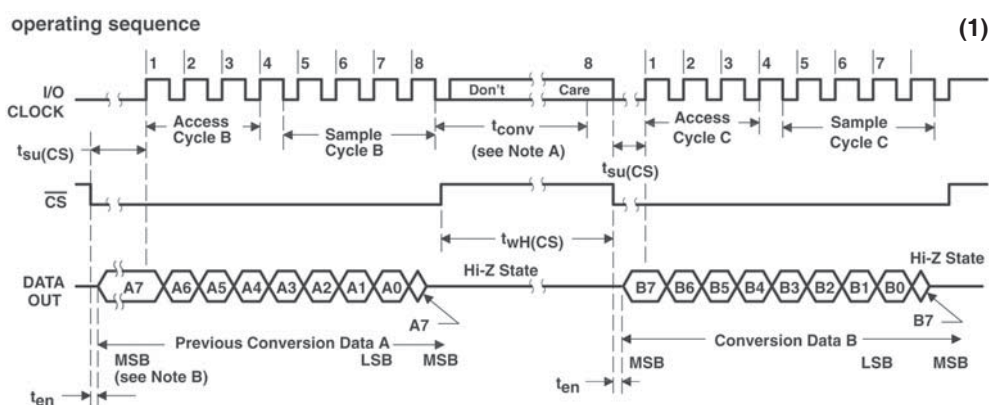
## 135 Convertisseur A/N pour robots

CAPTEURS

Le composant TLC549CP de Texas Instruments se prête fort bien au rôle de convertisseur A/N pour petits robots (en particulier avec des microcontrôleurs compatibles 8051). Cet A/D-C sériel 8 bits est facilement disponible, relativement peu coûteux et il est facile d'en extraire les données.

Un coup d'œil à la fiche technique du TLC549 suffit à faire comprendre la séquence temporelle des

lignes I/O Clock, DATA OUT et  $\overline{CS}$  (**figure 1**). Une *manip* avec un potentiomètre trimmer comme diviseur de tension fournissant une tension analogique variable est vite mise sur pied. La **figure 2** indique la mise en circuit strictement nécessaire du TLC549 et le raccordement à un microcontrôleur compatible 8051.



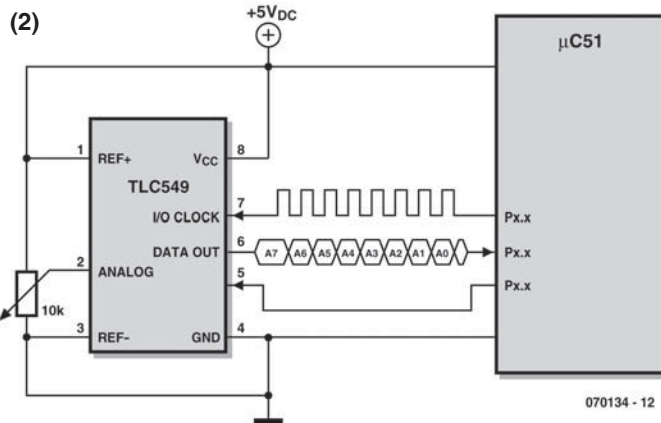
- NOTES: A. The conversion cycle, which requires 36 internal system clock periods (17  $\mu$ s maximum), is initiated with the eighth I/O clock pulse trailing edge after  $\overline{CS}$  goes low for the channel whose address exists in memory at the time.  
B. The most significant bit (A7) is automatically placed on the DATA OUT bus after  $\overline{CS}$  is brought low. The remaining seven bits (A6-A0) are clocked out on the first seven I/O clock falling edges. B7-B0 follows in the same manner.



Comment se présente le code source nécessaire pour lire les données sérielles du TLC549, c'est-à-dire pour les envoyer au contrôleur au rythme approprié ?

Lors de nos essais avec une carte contrôleur AT89S8252 (carte flash ELEKTOR), il s'est avéré que la fonction `_wait()` est superflue, car le contrôleur n'est pas particulièrement rapide (voir les commentaires dans le listing). L'implémentation en C devrait donc être :

```
unsigned char ReadADC1() {
    unsigned char count;
    unsigned char addat = 0;
    P1_B2 = 0; // clk
    P3_B0 = 0; // Chip Select
    P3_B0 = 1; //
    //_wait(); // > 20 usek (50 kHz)
    P3_B0 = 0;
    for(count = 0; count < 8; count++){
        addat = addat << 1;
        if (P1_B3 == 1) ++addat;
        P1_B2 = 1;
        //_wait();
        P1_B2 = 0;
    }
    return addat;
}
```



Cette conversion A/N peut servir par exemple à raccorder deux photorésistances (LDR) au microcontrôleur par le biais de deux circuits TLC549 pour y lire leur état. Il suffit de reproduire à deux exemplaires le circuit de la figure 2. Les photorésistances sont intercalées dans les diviseurs de tension formés par les potentiomètres trimmer voire tout simplement raccordées en parallèle sur ceux-ci.

(070134-I)

Tilo Gockel

## 136 Boussole pour Mindstorms® NXT Lego

### CAPTEURS

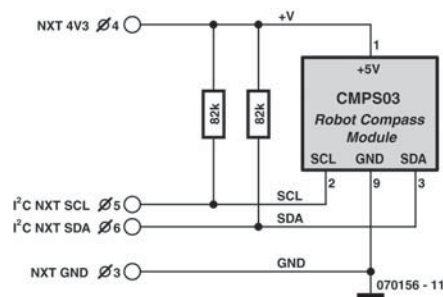
Elektor a accordé, il y a quelques années, toute l'attention voulue à la construction de capteurs pour le bloc de commande intelligent (RCX) du Mindstorms de Lego [1].

Celui-ci a trouvé entre temps un successeur. Le NXT est le cœur du nouveau Mindstorms. Avec ce système, l'amateur de micro-informatique peut s'en donner à cœur joie, développer, construire et, surtout, programmer de nombreux robots.

Avec un compas (une boussole) le NXT peut déterminer son cap à quelques degrés près. Un robot équipé de ce capteur pourra naviguer.

### Module de compas CMPS03

Devantec [2] fournit un module de compas tout équipé. Ce module utilise deux capteurs à effet Hall KMZ51 de Philips disposés à angle droit pour détecter le champ magnétique terrestre. Un petit contrôleur PIC calcule une valeur comprise entre 0



et 360°, et la met numériquement à disposition à la sortie du module. La communication avec le monde extérieur s'effectue par l'intermédiaire d'une procédure I2C ou des impulsions d'un signal.

Le module demande 5 V de tension d'alimentation et consomme environ 20 mA. Il est (presque) fait sur mesure pour le NXT.

## Connexion

Le nouveau NXT supporte des capteurs qui utilisent la procédure I<sup>2</sup>C. Il est de ce fait possible de connecter le capteur par l'intermédiaire d'une prise RJ12 au NXT.

Il suffit de savoir que le bus I<sup>2</sup>C du NXT ne comporte pas de résistances de rappel au niveau haut. Celles-ci lui seront donc câblées à l'extérieur. Lego conseille des résistances de 82 k $\Omega$  tant sur la ligne de données (SDA) que sur celle d'horloge (SCL).

## Programme

La programmation du Mindstorms de Lego consiste à associer les uns aux autres des blocs de fonctions représentées par des icônes. Outre cette association, il n'est possible de modifier que les paramètres des blocs, leurs fonctions sont définies une fois pour toutes.

Not Exact C (NXC) est un langage de programmation pour le NXT qui ressemble beaucoup au C. La programmation y est beaucoup plus souple. Il est sûr que cela simplifie les choses lorsqu'il s'agit de programmer du matériel étranger à Lego comme ce compas.

Le compilateur (BricX) [3] est disponible gratuitement, son utilisation est simple et il offre beaucoup de possibilités pour la programmation du NXT.

Le programme « compass.nxc » (gratuit, à télécharger sur le site d'Elektor sous la référence 070156-11) collecte en continu les données du capteur. Les valeurs mesurées sont ensuite traitées dans un robot qui « indique » successivement le nord, le sud, l'est et l'ouest. Les valeurs de mesure du compas électronique s'affichent sur l'écran du bloc NXT.

## Bibliographie et liens Internet

[1] Boussole pour RCX de Lego, Z. Otten, Elektor n°288, juin 2002, page 20 et suivantes

[2] Devantec :

[http://www.robot-electronics.co.uk/shop/Compass\\_CMPS032004.htm](http://www.robot-electronics.co.uk/shop/Compass_CMPS032004.htm)

[3] BricX :

<http://bricxcc.sourceforge.net/>



(070156-1)

Zeno Otten

## 137 zBot : étage de puissance 10 A pour moteur CC

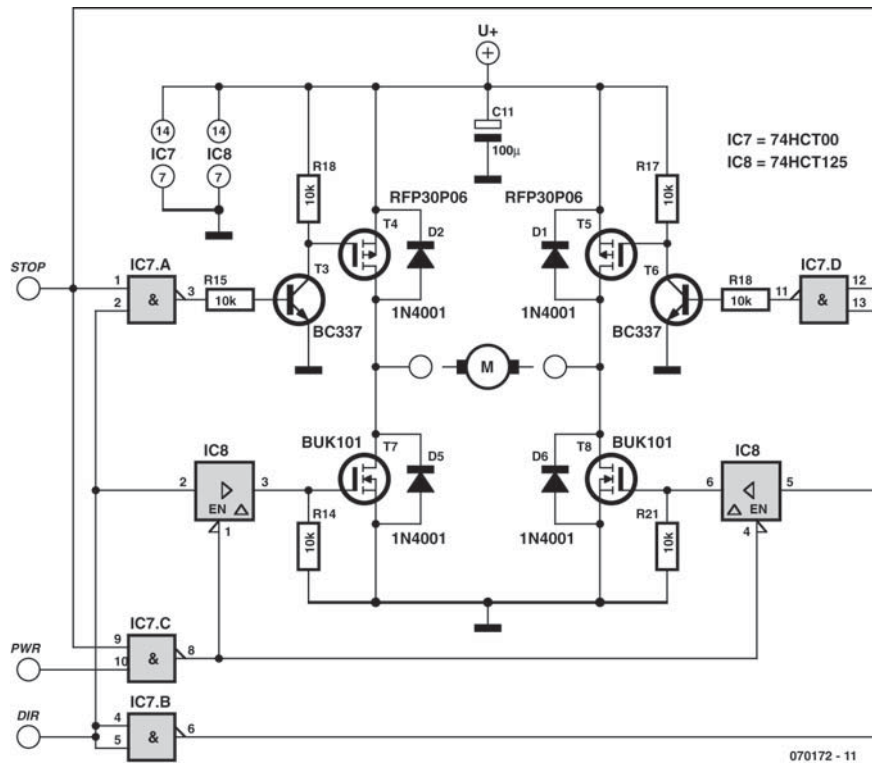
### ACTIONNEURS

Si vous regardez le châssis du véhicule zBOT [1], vous trouvez deux organes qui réclament une commande intelligente : la servo de direction et le moteur à courant continu.

Le montage dit pont en H est le circuit usuel de la commande de vitesse de propulsion et de direction. Le moteur à courant continu d'une voiture Tamiya est suffisamment puissant pour propulser le zBot jusqu'à plus de 30 km/h. Le moteur consomme alors plus de 10 A, c'est pourquoi on choisit des

MOSFET de puissance à fort courant pour l'étage de sortie. Le choix est large dans une grande variété de types.

Le MOSFET dont nous avons besoin doit passer le courant maximal du moteur et – ce qui est important – il doit commuter avec des tensions de grille d'environ 5 V. Dans ce cas, le microcontrôleur commande la puissance directement du côté masse (*low side*). Du côté alimentation positive (*high side*) des adaptateurs de niveau sont nécessaires.



Le schéma de l'étage de puissance en H montre quelques inverseurs, des portes NON-ET et deux tampons à trois états. Ces fonctions logiques sont très importantes parce que la façon simpliste, c'est-à-dire la commande directe, de piloter les quatre MOSFET présente un inconvénient rédhibitoire.

En cas de plantage logiciel, il pourrait arriver qu'un ou plusieurs des MOSFET se trouve commandé de façon incorrecte, par exemple T4 et T7 simultanément. Dans ce cas, le courant qui traverse les transistors n'est limité par rien d'autre que la résistance interne des MOSFET, à peu près 10 mΩ, autant dire rien. Un erreur de ce genre détruirait les transistors à coup sûr. Le verrouillage logique mis en œuvre ici interdit ce genre de situation illégale et désastreuse.

La commande de moteur à courant continu utilise trois signaux : DIR, PWM et STOP. Le signal DIR commande le sens de rotation du moteur, PWM règle la vitesse et STOP freine le moteur.

Le module logiciel de commande de moteur CC s'appelle `dcm.c`.

[1] Le document complet intitulé *Zbot – the Robot Experimental Platform* (en anglais) est disponible au téléchargement gratuit sur le site [elektor](http://www.elektor.com). Le fichier s'appelle EPS070172-11.zip.

(070172-1)

Jens Altenburg

## 138 zBot : alimentation piles/solaire

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

L'un des problèmes les plus importants des plates-formes robotiques mobiles est celui de l'alimentation. À part quelques systèmes spéciaux, les piles et accumulateurs sont les sources d'énergie électrique les plus courantes dans les robots.

Le système d'alimentation du zBot [1] est composé de deux parties, l'accumulateur principal et les piles auxiliaires. La source d'énergie principale est une batterie d'accumulateurs CadNi ou NiMH. Sa taille a été adaptée à celle du porte-accumulateurs du

châssis Tamiya (six éléments de 1,2 V 1400 mAh au format C). Cette source d'énergie est mise à contribution pour l'alimentation des moteurs CC et des servos.

Le système auxiliaire, deux piles alcalines au format AAA, n'alimente que le microcontrôleur.

La troisième source d'énergie (en option) est le panneau solaire. Il n'est pas vraiment nécessaire, mais il contribue à allonger l'autonomie du robot.

Le circuit principal d'alimentation du zBot offre une caractéristique spéciale : le circuit de régulation de charge monté autour d'un MAX472. Pour un fonctionnement efficace, nous devons connaître la capacité exacte de l'accumulateur. En imaginant la courbe de décharge, nous savons que la tension est pratiquement stable tout au long du temps de décharge et qu'elle tombe brutalement quand l'accumulateur est au bout de sa capacité. Ce temps est très court, si bien que le robot pourrait être perdu.

Une simple surveillance de tension ne nous donne pas l'information dont nous avons besoin. Le seul moyen d'obtenir des valeurs exactes est de surveiller la décharge. Le MAX472 délivre deux valeurs : l'intensité du courant à travers R24/R26 sous la forme d'une tension proportionnelle sur la broche 8, et le sens de ce courant (SIGN). Les deux valeurs permettent de calculer la charge (panneau solaire) ou la décharge de la batterie d'accumulateurs.

L'alimentation auxiliaire est représentée dans le module CPU. Les deux piles alcalines alimentent seulement la CPU, le modem radio et le système de navigation (compas).

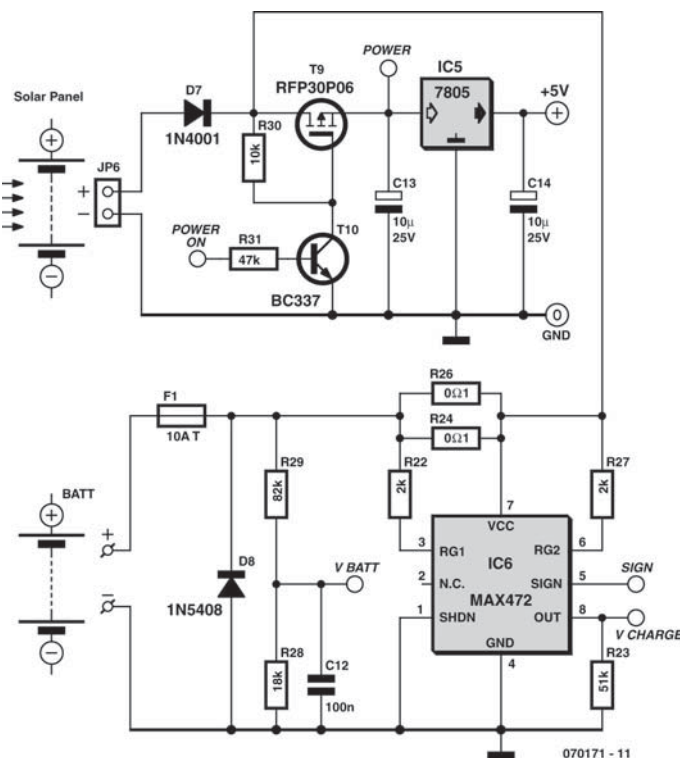
La raison de cette séparation des alimentations est simple. À l'aide du système auxiliaire, le zBOT communique sans fil avec l'opérateur. Ainsi la source d'alimentation indépendante renforce la sécurité du système.



[1] Le document complet intitulé *Zbot – the Robot Experimental Platform* (en anglais) est disponible au téléchargement gratuit sur le site elektor. Le fichier s'appelle EPS070172-11.zip.

(070171-1)

Jens Altenburg







les autres touches de la télécommande.

La touche « 1 » permet de mettre au niveau haut tous les 8 bits de P1. Les touches « 0 » et « Arrêt » permettent de mettre ces mêmes bits au niveau bas.

Huit LED rendent l'état momentané des 8 bits ; elles drainent de l'ordre de 3 mA du port P1. Il faut donc limiter, pour des fonctions plus « lourdes », à 17 mA au maximum le courant drainé par le biais de l'embase K2 (pour des raisons de sécurité, on limitera cette valeur à 15 mA seulement).

4. Si l'on a paramétré le système (JP1 ouvert) pour la réception d'impulsions RC5, mais que le microcontrôleur reçoit des impulsions en provenance d'une télécommande « non-RC5 » (et inversement), il fournit un bref signal d'alarme :

- La LED rouge prise sur le port P30 clignote brièvement

- Les sorties 0 à 6 du port P0 passent à « 0 » (= le code n'est pas standard)

- Le bit 7 du port P0 donne un signal clignotant

- On a un bref signal acoustique sur la broche 16 (bit P45)

Le schéma ne requiert qu'une description succincte :

le détecteur IR (infrarouge), le TSOP1736, est

connecté directement à l'entrée, la sortie étant forcée au niveau haut par le biais d'une résistance de 2kΩ2.

Une seconde entrée sert à l'interrogation du cavalier JP1 (choix entre RC5 et Sony).

La sortie P0 sert à reproduire sous forme hexadécimale le code RC5/Sony. Cette sortie peut de ce fait attaquer directement, au travers d'une résistance de 1 kΩ, des entrées d'un autre ordinateur ou microcontrôleur, le but de l'opération étant que le dit ordinateur/microcontrôleur réagisse au code qu'il reçoit.

L'utilisateur pourra mettre la sortie P1 à contribution pour piloter un « dispositif » numérique quelconque par le biais d'un circuit d'interfaçage de son cru (K2 peut être chargé à concurrence de 15 mA environ).

Des LED à faible consommation visualisent l'état actuel des 8 bits du port P1.

La LED verte prise à la broche 20 sert d'indicateur « marche/arrêt » du circuit.

Rien n'interdit, en ce qui concerne l'alarme acoustique reliée au port P45, d'utiliser un résonateur piézo-électrique (zoomer), (ce port pouvant être chargé à concurrence de 8 mA).

(070191-I)

G. van Zeijts

## 140 Catapulte pour robot... ou autre

### ACTIONNEURS

À l'heure des rayons laser, parler de catapulte paraît anachronique mais détrompez-vous, ce n'est pas si absurde que ça.

Dans de nombreux thèmes de concours de robots, partout sur la planète, il a été question à un moment de ramasser des balles, de différents formats selon les concours, et de les projeter dans un réceptacle, souvent à des distances non négligeables pour nos petits robots.

Il est une catégorie de balle, très légère, et connue de tous, la balle de ping pong, qui est beaucoup utilisée comme projectile dans ce type de concours.

Outre la collecte de ces balles, leur projection pose souvent le problème de la précision et de la fiabilité. J'apporte dans ces lignes ma solution, qui n'est pas forcément la meilleure du monde, mais qui a fait ses preuves.

Cette catapulte se réarme toute seule après chaque tir, et ce en deux secondes, et elle est réglable en

portée par réglage de sa courbe balistique, et ce grâce à un unique potentiomètre.

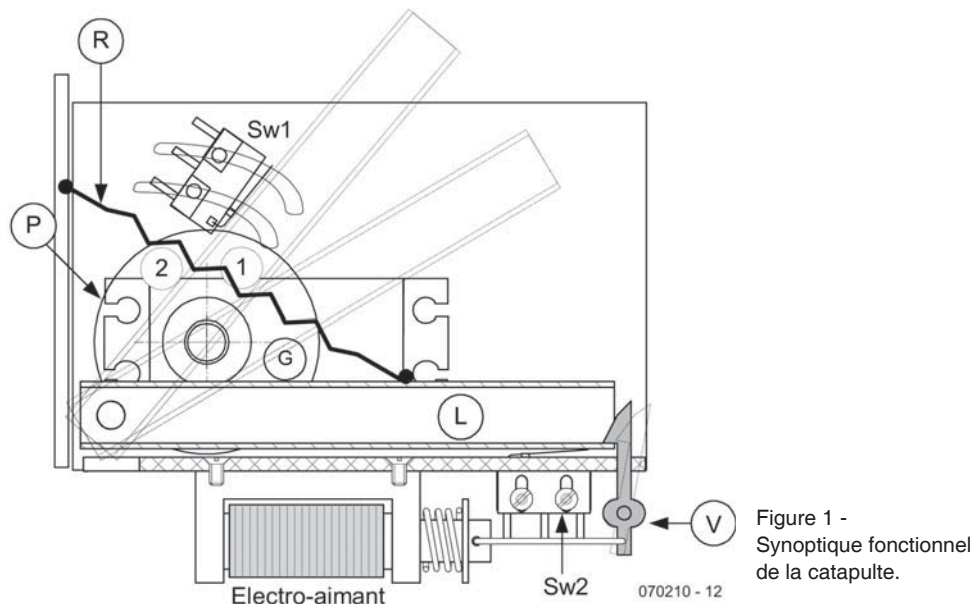
Son électronique est très simple et peu onéreuse, ne nécessitant pas de composant programmable et disposant de sortie pour renseigner le porteur sur l'état de la catapulte.

### Le schéma

L'élément principal du système est un vulgaire servomoteur standard, tel qu'utilisé en modélisme. Ce type d'actionneur est une petite merveille qui contient un moto réducteur asservi en position grâce à un potentiomètre et une électronique adaptée.

La commande d'un servomoteur se réalise à l'aide d'un signal à fréquence fixe (50 Hz) dont la largeur de l'impulsion est variable, généralement de 1 à 2 ms.

Pour réaliser ce signal, nous utiliserons le célèbre NE555 (IC1) utilisé en astable câblé de telle



manière à ce qu'il délivre la fréquence requise. La diode D1, en parallèle sur la résistance R1 déterminant le rapport cyclique, permet de fixer à 18 ms environ la partie négative de l'impulsion dont la largeur de la partie positive est ajustable à l'aide de R2 et P1 ou P2. La sortie du 555 attaque l'entrée du servomoteur.

La partie « électromécanique » du schéma est basée sur l'emploi d'un relais 2RT et de deux *microswitches*. Le premier, Sw1 a pour fonction de déclencher le réarmement automatique de la catapulte, le second, Sw2 remplit deux fonctions : il donne une information de réarmement de la catapulte et il permet, une fois ce réarmement effectué, de repositionner le servomoteur en position de tir.

Sur le schéma, Sw2 est représenté actionné, ce qui correspond à la position réarmée de la catapulte.

En se conformant à la représentation synoptique **figure 1**, on comprendra aisément le fonctionnement de la catapulte.

Lorsque l'on alimente brièvement l'électroaimant via l'entrée « TIR » qui commande le transistor T1, le levier L est relâché, rappelé par le ressort R. Ce levier vient finir sa course sur le galet en caoutchouc G fixé sur la palonnier P du servomoteur.

En venant se poser sur ce galet, le projectile est envoyé et le levier actionne aussi Sw1 qui alimente le relais RE1, qui s'auto alimente via son contact re1B et le *microswitch* Sw2 revenu entre temps à

son état repos.

Le servomoteur se met en mouvement dans le sens horaire et le galet entraîne le levier vers sa position réarmée. En fin de course, le levier s'accroche à la gâchette en même temps que Sw2 est actionné. Celui-ci supprime alors l'auto-maintien du relais qui, en revenant au repos, commande au servomoteur de revenir en position de tir.

L'ajustable P1 permet de régler la position haute du galet et donc la portée du tir comme l'explique la **figure 3**.

P2 permet le réglage du point d'accroche du levier en position réarmé.

On peut voir sur la figure 1 deux positions de tir (en pointillés) du levier et aussi les positions correspondantes du galet de caoutchouc (numérotées 1 et 2). Pour affiner la portée de tir, il faut simplement savoir, et c'est logique, qu'en position 1 la balle montera en hauteur, et qu'en position 2 la balle montera moins. Tout dépend de l'utilisation : si l'on veut atteindre un réceptacle au sol avec une balle de ping pong, il vaut mieux prévoir d'y arriver par rebonds successifs, dont d'effectuer un tir plus en hauteur. Par contre, si l'on vise un panier en hauteur, il faudra viser « pile poil dedans », donc laisser le levier remonter plus haut.

Une fois les réglages faits, vous serez épatés par la reproductibilité de ce système.

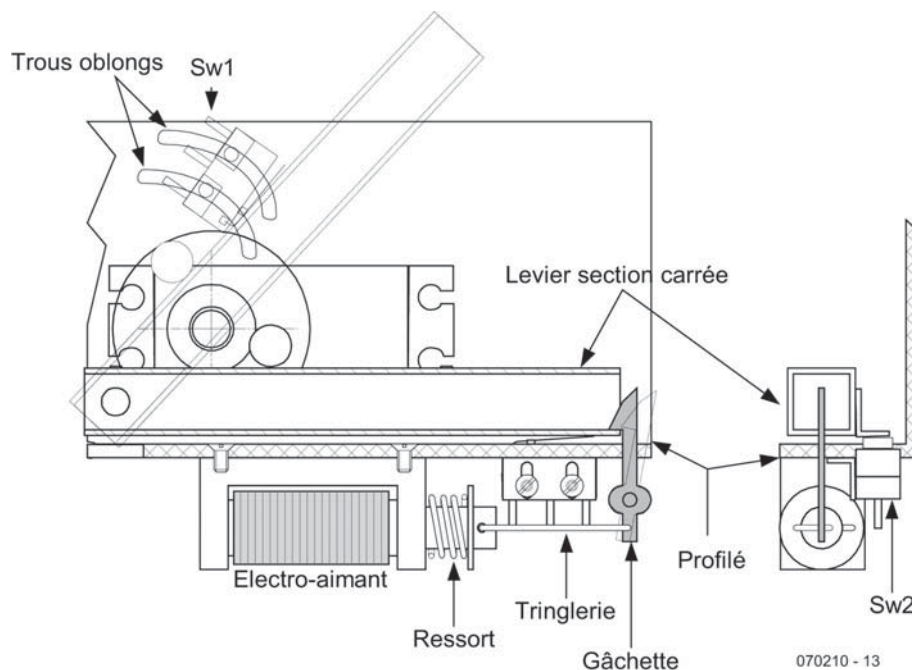


Figure 2 - Détails de la réalisation mécanique.

## Réalisation

### L'électronique

La partie électronique étant relativement simple, elle se réalisera sur un morceau de circuit imprimé à pastilles. Le relais DIL RE1 sera monté sur un support confectionné avec un DIP14 tulipe.

Le connecteur du servomoteur sera réalisé avec trois picots (de 10 mm utiles) de barrette sécable au pas de 2,54 mm. Marquer la broche signal afin d'éviter une erreur de branchement du servomoteur.

Le circuit intégré sera monté sur support à 8 broches. Les ajustables P1 et P2 seront des multitours de préférence, horizontaux ou verticaux.

Bien vérifier votre câblage. Alimenter le circuit sans IC1 ni le relais. Vérifier les tensions d'alimentation sur IC1, sur les communs des switches qui seront reliés au circuit via des fils d'une dizaine de cm. Vérifier la présence du  $+V_{CC}$  sur le picot central du connecteur servomoteur.

Connecter un  $+V_{CC}$  sur l'entrée « TIR » et vérifier que l'électro-aimant est activé.

### La mécanique,

sans être d'une complexité suisse, requiert néanmoins un peu d'attention.

Le plan représenté **figure 2** détaille les éléments et

parties essentielles du système. Le châssis se réalise principalement sur un morceau de profilé alu en L, ou sur un pliage équivalent. Le servomoteur, équipé d'un palonnier d'un diamètre de 35 mm environ, est monté sur la plan vertical de ce profilé.

L'axe d'articulation du levier se situe un peu avant celui du servomoteur. J'ai réalisé pour ma part ce levier à l'aide d'un tube carré en laiton de 5 mm de côté.

Cette section creuse permet de pouvoir accrocher avec la petite gâchette le levier une fois réarmé.

Cette gâchette est actionnée par l'électroaimant au moyen d'une petite tringlerie. L'électroaimant est un modèle 6 V qui sera fixé sur le plan horizontal de notre profilé alu.

Le positionnement des switches est important, notamment celui de Sw2 dont le positionnement est figé une fois le réglage du réarmement optimum. Ce réglage nécessitera d'avoir réalisé l'électronique décrite plus haut.

Le montage de Sw2 sur le profilé se fait au moyen d'une petite équerre dans laquelle on pratiquera deux trous oblongs afin de permettre le positionnement de ce switch.

Pour Sw1, deux trous oblongs en arc de cercle seront pratiqués sur le plan vertical, où est fixé le

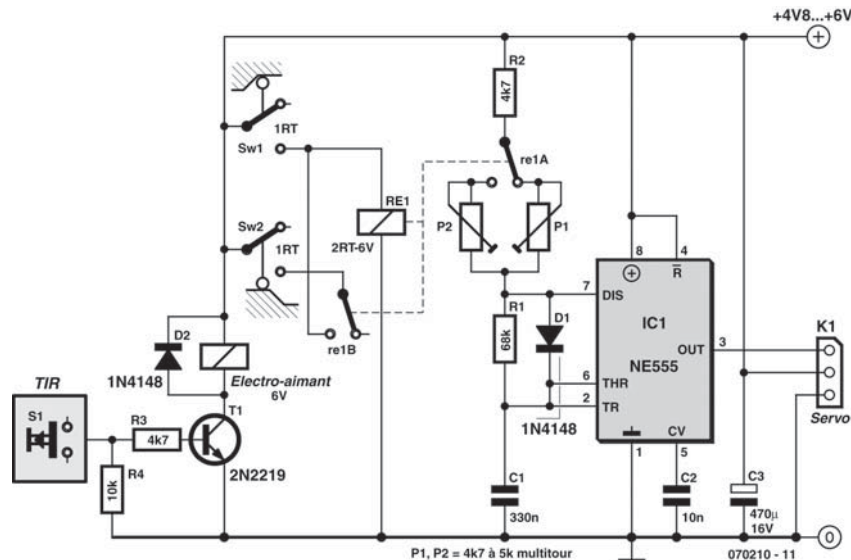


Figure 3 - L'électronique de la catapulte.

servomoteur, afin de permettre de réglage de la portée de tir, conjointement à l'effet de l'ajustable P1. Une fois la mécanique entièrement terminée, on mettra le levier en position basse, ce qui détendra le ressort. On s'assurera de la gâchette vienne bien accrocher le levier sur au moins un millimètre. L'opération doit se faire sans forcer, le ressort doit permettre à la gâchette de s'incliner sur la droite avant de s'accrocher dans le tube.

Bien vérifier que l'électroaimant est équipé de son ressort de rappel qui peut se trouver entre la bobine et le noyau magnétique, ou dans le puits de la bobine, où plonge le noyau.

Le ressort doit pousser légèrement le noyau afin qu'il ressorte de la bobine après sollicitation de cette dernière.

## Mise au point

La mise au point du montage est facile. Ne pas implanter le relais sur son support. Mettre le levier en position réarmé et vérifier que la gâchette le retienne bien en position horizontale. Déclencher la gâchette et s'assurer que le levier remonte bien à l'aide du ressort.

Mettre le montage sous tension. Le servomoteur va prendre une position quelconque. À l'aide de l'ajustable P2, amener le servomoteur, via le galet en

caoutchouc, à positionner le levier à l'horizontale jusqu'à l'accroche de la gâchette. Ajuster la position de Sw2 afin qu'il soit actionné par la petite équerre solidaire du levier. Si le servomoteur ne fonctionne pas, vérifier le montage, les soudures et le positionnement correct du connecteur du servomoteur. S'assurer que le signal et la masse ne soit pas inversés.

Couper l'alimentation. Mettre le relais sur son support. Remettre sous tension. Le servomoteur doit prendre une position quelconque. Ajuster P1 pour amener le galet dans une position de tir quelconque (par exemple 1). Couper l'alimentation et ajuster Sw1 pour qu'il soit actionné par le levier en position haute.

Remettre sous tension. La catapulte doit se réarmer seule et le servomoteur doit se remettre en position haute comme défini plus haut. Tout fonctionne. C'est parfait. Sollicitez l'électro-aimant pour vérifier que le tir s'effectue correctement. Vous pouvez maintenant équiper le levier d'un support pour le projectile (balle).

À noter que le contact travail de Sw2 étant non utilisé, vous disposez sur ce contact d'un +V<sub>CC</sub> qui vous signale que la catapulte est réarmée...

(070210-I)

Pascal Liégeois

## 141 Pilote complet de moteur pas à pas

ACTIONNEURS

Ce circuit va vous permettre de faire à peu près tout ce qu'il faut dans les applications de robotique : tourner à gauche ou à droite, à pas complets ou par demi-pas.

Le moteur pas à pas convertit des impulsions électriques en mouvements mécaniques. Sur les disques durs, les imprimantes, les numériseurs, certains photocopieurs, on utilise des moteurs pas à pas pour tourner ou commander avec précision le positionnement d'organes mécaniques. La plupart des moteurs pas à pas sont faits d'un axe en aimant permanent appelé *rotor*, entouré d'une partie fixe que l'on nomme *stator*. D'habitude, ces moteurs sont dotés d'un stator à quatre fils avec deux ou un point commun, que l'on branche souvent au positif de l'alimentation.

En envoyant une séquence déterminée d'impulsions à chaque enroulement du stator, on met le moteur en rotation. Les moteurs pas à pas diffèrent par la taille, la forme, la puissance, la tension d'alimentation, le prix, la précision, entre autres, mais surtout par le nombre de pas nécessaires pour effectuer un tour complet. C'est cette même caractéristique qui

Tableau 1

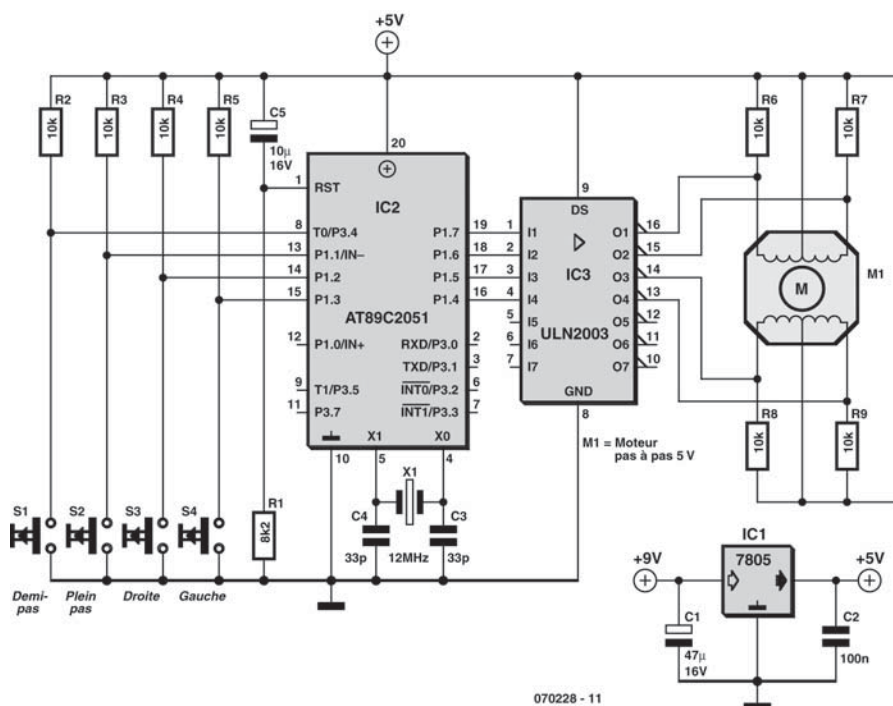
Angle de pas (degrés)	Pas par tour
0,72	500
1,8	200
2,0	180
2,5	144
5,0	72
7,5	48
15	24

définit l'angle de pas, comme vous pouvez le constater dans le **tableau 1**.

Si par exemple un moteur présente un angle de pas de 1,8°, on en déduit qu'il faudra  $360/1,8 = 200$  impulsions pour obtenir une révolution complète de l'axe.

On dispose de deux modes de fonctionnement du moteur : à pas complets ou par demi-pas. Ces deux régimes sont résumés séparément dans le **tableau 2** et le **tableau 3**.

Faire travailler le moteur à demi-pas augmente la précision dans la rotation de l'axe. Dans le cas d'un



070228 - 11



Tableau 2. Mode plein-pas





Rotation vers la droite (horaire)	Pas	Enroulement A	Enroulement B	Enroulement C	Enroulement D	Rotation vers la gauche (anti-horaire)
	1	1	0	0	0	
	2	0	1	0	0	
	3	0	0	1	0	
	4	0	0	0	1	

Tableau 3. Mode demi-pas

Rotation vers la droite (horaire)	Pas	Enroulement A	Enroulement B	Enroulement C	Enroulement D	Rotation vers la gauche (anti-horaire)
	1	1	0	0	0	
	2	1	1	0	0	
	3	0	1	0	0	
	4	0	1	1	0	
	5	0	0	1	0	
	6	0	0	1	1	
	7	0	0	0	1	
	8	1	0	0	1	

moteur à angle de  $1,8^\circ$ , la commande en demi-pas correspond à 400 stades par révolution.

Un autre avantage important des pulsations à demi-pas est de conférer plus de puissance au moteur, ce qui se traduit généralement par un couple plus élevé.

Le circuit de pilotage du moteur est bâti autour d'un microcontrôleur Atmel AT89C2051 scindé à 12 MHz et d'un réseau de transistors Darlington haute tension et fort courant du type ULN2003.

Les impulsions de commande du moteur générées par le microcontrôleur animé par le micrologiciel sont transmises à l'ULN2003 via les quatre lignes de port P1.4 à P1.7. Les enroulements du stator du moteur sont connectés aux broches correspondantes de l'ULN2003, lequel peut fournir jusqu'à 500 mA à chaque ligne de sortie. Notez que c'est un moteur

pas à pas de 5 V qui est mis en service dans ce circuit.

Vous pouvez télécharger gratuitement les fichiers (archivés) de code source ainsi que le micrologiciel (fichier .hex) de l'AT89 à partir de notre site Elektor sous la référence 070228-11.zip.

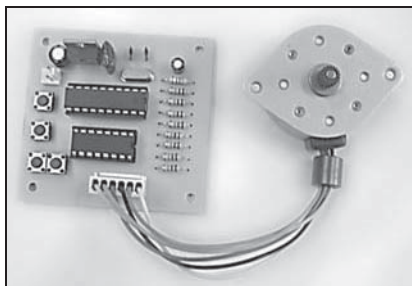
Votre circuit achevé, mettez-le sous tension. Appuyez sur le bouton Full Step ou Half Step. Poussez ensuite sur Left ou Right et vous verrez le moteur démarrer et tourner selon le mode choisi. Vous pouvez changer à tout moment entre pas complet et demi-pas.

Mais ceci ne vaut évidemment que si vous avez câblé votre moteur correctement. Le code source de l'AT89 contient un certain nombre d'indications pour vous aider à modifier le câblage dans le logiciel plutôt que d'avoir à refaire les soudures et vous perdre dans les différentes couleurs de fils.

En pratique, vous remarquerez qu'en mode à pas complets le rotor atteint une vitesse supérieure et un couple moteur plus faible, alors qu'en demi-pas, couple et précision sont augmentés, au détriment de la vitesse. C'est pourquoi, quand ce genre de moteur entraîne un disque ou un plateau, on les commande de façon à ce qu'ils démarrent et s'arrêtent en demi-pas, tandis que les parcours intermédiaires ont lieu à pas complets pour atteindre la vitesse maximale.

(070228-I)

Hesam Moshiri



## 142 Régulateur LDO avec démarrage en douceur ou suivi

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Les composants décrits ci-après sont conçus pour répondre aux besoins de processeurs, des DSP (traitement de signal numérique) ou de FPGA (réseaux programmables) modernes qui requièrent des tensions d'alimentation faibles mais à intensité relativement élevée, avec en outre la capacité de produire une augmentation (*ramp-up*) de la tension fournie et son séquençement selon une méthode prédéfinie. Ces deux derniers besoins ne sont pas facilement traités par l'utilisation de composants discrets. La famille des régulateurs TPS4x01 répond à ce cahier des charges.

À l'instant d'écriture de ces lignes, la famille se compose de trois circuits, appelés respectivement TPS74201 (1,5 A avec redémarrage à chaud), TPS74301 (1,5 A avec traçage) et TPS74401 (3 A avec redémarrage à chaud). Elle devrait s'agrandir prochainement.

La **figure 1** présente un schéma de connexion simplifié pour les trois composants. Ces régulateurs fonctionnent avec une de tension polarisation faible,  $V_{BIAS}$ , et une tension d'alimentation en entrée,  $V_{IN}$ , de laquelle sera dérivée la tension de sortie  $V_{OUT}$ . Les trois régulateurs sont capables de fournir des tensions de sortie descendant jusqu'à 0,8 V et le circuit présenté en boîtier QFN comprend aussi un circuit de surveillance intégré avec une sortie à drain ouvert qui passe à haute impédance quand la tension de sortie s'approche de la plage de régulation (fonction « alimentation bonne » ou PG = *Power Good*). Le régulateur TPS74301 peut fournir un courant de sortie jusqu'à 1,5 A et dispose d'une broche TRACK permettant à l'utilisateur d'entrer un signal de rampe à suivre par la tension de sortie, afin de réaliser un séquençement simultané ou proportionnel. Les connexions adéquates sont représentées séparément. Les TPS74201 et TPS74401 peuvent fournir un courant jusqu'à, respectivement, 1,5 A et 3 A, et disposent d'une broche SS permettant à l'utilisateur de définir le taux de rampe linéaire de la tension de sortie.

Pour le régulateur TPS74301, la valeur de la résistance R4 (dans un diviseur de tension) permet à l'utilisateur de sélectionner un séquençement soit simultané soit proportionnel. La valeur de R4 est calculée d'après les équations de la fiche de caractéristiques, avec l'hypothèse qu'un signal en rampe

### Bibliographie

TPS74401 3.0A Ultra-Low Dropout Linear Regulator, Texas Instruments Literature # SBVS066C.

TPS74301 1.5A Ultra-Low Dropout Linear Regulator with Programmable Sequencing, Littérature Texas Instruments # SBVS065C.

TPS74201 1.5A LDO with Programmable Soft-Start, Littérature Texas Instruments # SBVS064C.

TPS74x01EVM-118 User's Guide, Texas Instruments Literature # SLVU143.

Sequencing Power Supplies in Multiple Voltage Rail Environments by David Daniels, Dirk Gehrke et Mike Segal, Littérature Texas Instruments # SLUP228 ou <http://focus.ti.com/lit/ml/slup228/slup228.pdf>

extérieur de 3,3 V est appliqué sur la broche TRACKIN. Lorsqu'on sélectionne la valeur de 10 k $\Omega$  pour R4, comme dans cet exemple, la sortie du régulateur TPS74301 suivra le signal en rampe extérieur de quelques millivolts jusqu'à ce que le TPS74301 atteigne sa tension stabilisée. Ceci s'appelle le *séquencement simultané* (**figure 2**). La tension de sortie du régulateur TPS74301 aura le même taux de croissance (dv/dt) que le signal en rampe extérieur mais un délai de redémarrage à chaud différent.

Lorsqu'on fait passer la valeur de la résistance R4 à 1,78 k $\Omega$ , la tension de sortie du TPS74301 atteint sa tension stabilisée en même temps que le signal de suivi extérieur atteint sa tension maximum (3,3 V par exemple). Cela s'appelle le *séquencement proportionnel* (**figure 3**). Bien que le signal en rampe extérieur et le régulateur TPS74301 aient des taux de croissance différents, ils auront le même délai de redémarrage en douceur (*soft-start*).

Pour les régulateurs TPS74201 et TPS74401, la valeur de la capacité du condensateur peut être utilisée pour programmer le redémarrage en douceur en rampe. Dans l'exemple ci-contre, les valeurs de 1 nF et 10 nF pour C4 ont été utilisées pour réaliser des rampes avec un temps de croissance de res-

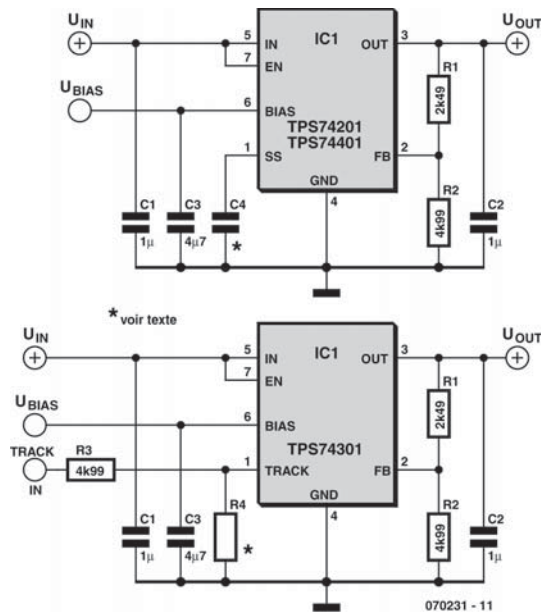


Figure 1 - Schémas des régulateurs TPS74201, TPS74301 et TPS74401 (cf. le texte pour les valeurs de R4 et C4).

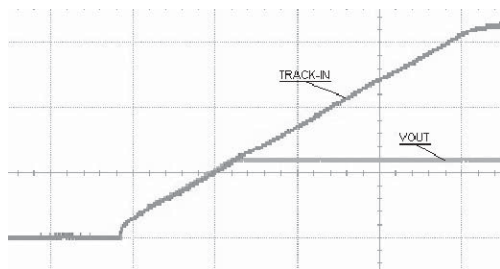


Figure 2 - Suivi du régulateur LDO TPS74301 avec démarrage simultané ( $R4 = 10 \text{ k}\Omega$ ).  
Base de temps : 2 mV/div.

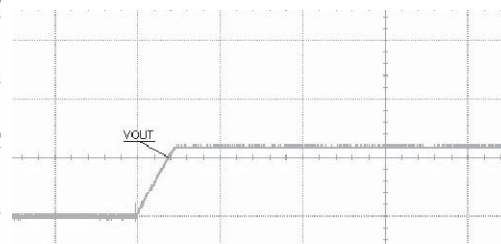


Figure 4 - Redémarrage en douceur des TPS74201 et TPS74401 avec délai de 1 ms ( $C4 = 1 \text{ nF}$ ).  
Base de temps : 2 mV/div.

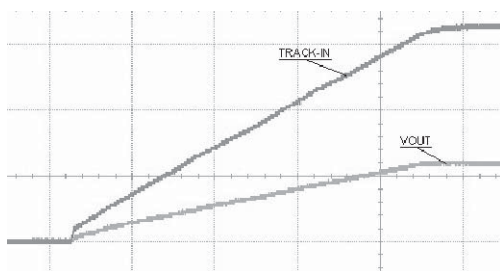


Figure 3 - Traçage du TPS74301 avec démarrage proportionnel ( $R4 = 1,78 \text{ k}\Omega$ ).  
Base de temps : 2 mV/div.

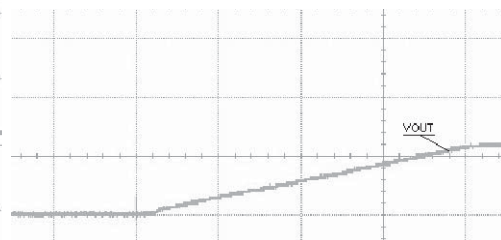


Figure 5 - Démarrage en douceur TPS74201 et TPS74401 avec délai de 10 ms ( $C4 = 10 \text{ nF}$ ).  
Base de temps : 2 mV/div.

pectivement 1 ms et 10 ms (**figures 4** et **5** respectivement). Sans condensateur attaché à cette broche, le délai de redémarrage en douceur sera de 500 ms par défaut. Ce délai est le même pour le

TPS74301 lorsqu'on applique une tension supérieure à 800 mV à la broche TRACK.

(070231-1)

Dirk Gehrke  
(Texas Instruments Allemagne)

## 143 Télémètre infrarouge à PIC ou à Basic Stamp

CAPTEURS

Si les robots les moins évolués peuvent se contenter d'une simple détection d'obstacles, nombre de robots qui requièrent de la précision dans leur positionnement ont besoin de pouvoir mesurer des distances avec exactitude. Pour cela, il est nécessaire de faire appel alors à un télémètre, qui peut utiliser des infrarouges ou des ultrasons, tout en sachant que les infrarouges sont bien adaptés à de la mesure à courte distance (quelques centimètres à quelques dizaines de centimètres) alors que les ultrasons conviennent mieux à des distances allant de quelques dizaines de centimètres à quelques mètres.

Si la réalisation d'un télémètre reste possible avec des moyens classiques, elle ne présente plus aujourd'hui beaucoup d'intérêt en raison de la mise sur le marché de modules intégrés prêts à l'emploi qui sont tout à la fois relativement précis, peu coûteux et peu encombrants. Si l'on s'intéresse aux télémètres à infrarouges, c'est Sharp qui dispose aujourd'hui de la gamme la plus vaste et la mieux distribuée tant que l'on cherche à rester dans des produits à prix compatibles d'un robot « amateur ».

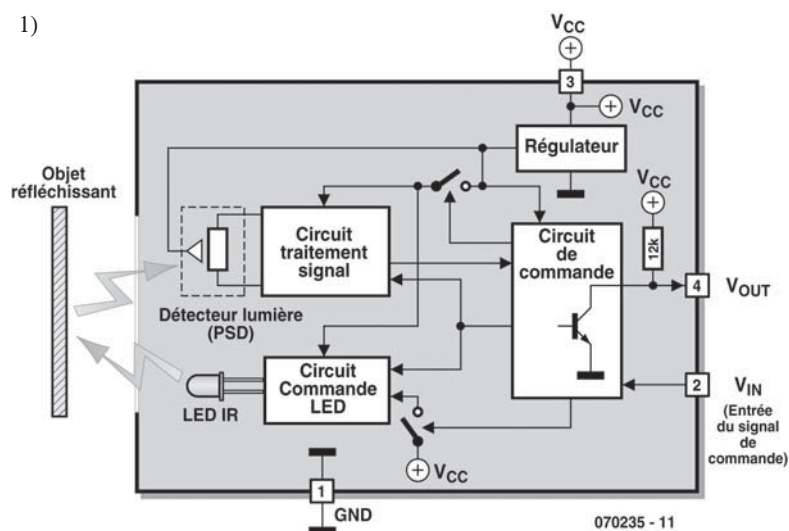
Cette gamme, dont toutes les références commencent par GP2, comprend des télémètres qui délivrent des informations de type tout ou rien (ce ne sont plus vraiment des télémètres !), des informations sous forme analogique et des informations sous forme numérique. Si les versions délivrant des informations analogiques semblent être les plus

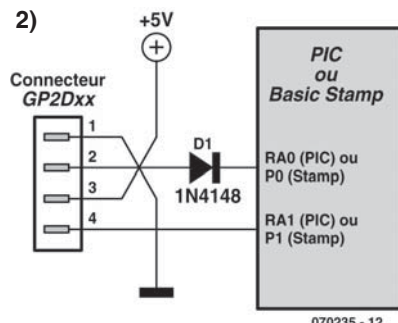
faciles à mettre en œuvre, c'est cependant une absurdité que de les utiliser dans un robot piloté par un microcontrôleur. En effet, ce dernier va s'empresse de convertir cette tension analogique en numérique via son convertisseur intégré afin de pouvoir l'exploiter. Il vaut donc mieux, dès le départ, disposer d'une information numérique même si elle semble un peu plus difficile à lire en sortie du télémètre.

Dans ces conditions, deux références sont actuellement facilement disponibles en Europe, chez Selectronic notamment, avec le GP2D02 capable de mesure de 10 cm à 80 cm environ et le GP2D021 capable de mesurer de 4 à 30 cm environ. Ces deux références sont totalement compatibles tant en termes mécaniques qu'électroniques et tout ce que nous allons écrire maintenant est donc valable pour ces deux modèles.

Le principe d'un télémètre à infrarouge est relativement simple : une LED émet un faisceau infrarouge qui, s'il rencontre un objet, est réfléchi par ce dernier vers une photodiode. Si on le laisse tel quel, un tel système est de type tout ou rien et tient plus du détecteur d'obstacle que du vrai télémètre. Si certains des télémètres Sharp fonctionnent selon ce principe, les deux références que nous avons retenues sont capables de réaliser une véritable mesure de distance car ce n'est plus une simple photodiode

1)





qui reçoit le rayon réfléchi par l'objet mais une barrette de CCD.

De ce fait, l'angle d'incidence du faisceau réfléchi arrivant sur cette barrette varie en fonction de l'éloignement de l'objet détecté et permet donc une véritable mesure de distance, pour peu qu'un minimum de traitement du signal exploite les informations générées par le capteur CCD.

C'est le cas dans les télémètres Sharp de ce type dont le synoptique interne vous est présenté **figure 1**. Pour ceux des télémètres qui ont une entrée de validation de mesure, ce qui est le cas des modèles choisis, la LED est mise sous tension uniquement sous contrôle de celle-ci, ce qui permet de réduire de façon très importante la consommation au repos. Dans les autres télémètres, elle fonctionne en permanence.

Le capteur CCD est suivi par une circuiterie de traitement du signal qui permet de générer en sortie : soit une information de type tout ou rien pour les télémètres les plus simples, soit une information analogique, soit enfin, dans les modèles qui nous intéressent, une information numérique codée sur 8 bits.

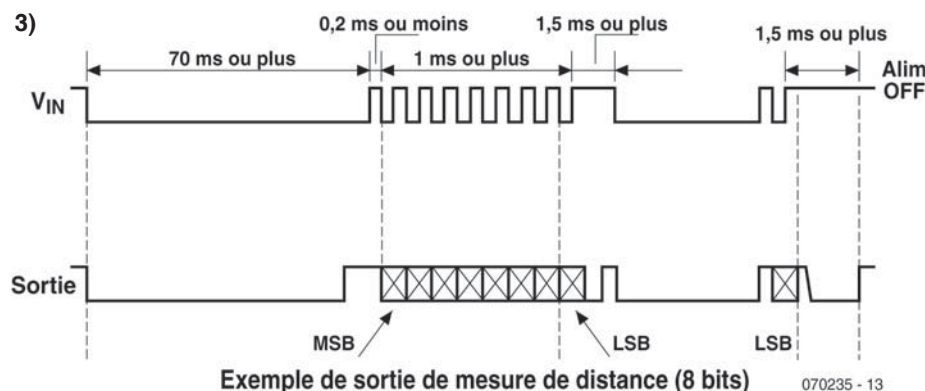
Nous avons choisi de vous montrer comment utiliser un tel télémètre avec un Basic Stamp ou bien encore avec un microcontrôleur PIC programmé en Basic ou en langage machine afin d'être compatible d'un maximum de solutions robotiques.

Le schéma de connexion du télémètre se résume à ce que vous pouvez découvrir **figure 2**, que ce soit avec un PIC ou avec un Basic Stamp. Le détecteur GP2D02 ou GP2D01 est alimenté en permanence mais, du fait de la présence de son entrée de commande, il ne consomme quasiment rien tant qu'il ne réalise pas de mesure. L'examen de son chronogramme de fonctionnement, présenté **figure 3**, permet de constater que cette entrée sert non seulement à valider la mesure mais qu'elle sert également d'horloge pour lire le résultat fourni sur sa borne  $V_{out}$ .

Elle doit donc être contrôlée par le microcontrôleur associé, mais comme elle ne doit pas se voir appliquer une tension supérieure à 3 V, la diode D l'isole de la sortie du microcontrôleur lorsque cette dernière est au niveau haut.

Ceci étant précisé, l'examen du chronogramme de la **figure 3** vous permettra sans peine de suivre les listings des très courts programmes que nous avons écrits pour exploiter ce capteur, que ce soit en Basic, pour le Basic Stamp et pour les PIC programmés en Basic, ou en assembleur PIC pour ceux d'entre vous qui préfèrent le langage machine.

Pour ce qui est du Basic Stamp, la seule instruction SHIFTIN, suffit à lire le résultat de mesure du capteur. Pour ce qui est du PIC, il faut évidemment faire appel à un peu plus d'instructions de façon à générer l'horloge de lecture et à récupérer les données correspondantes. Dans les deux cas, ces programmes fournissent dans la variable « Mesure » la



**Listage1 : Utilisation du GP2Dxx avec un Basic Stamp.**

```

Vin    con    0           \ Définition de l'entrée de commande
Vout   con    1           \ Définition de la sortie de données
Mesure var    Byte        \ Réservation d'un octet pour le résultat

        Mesure = 0        \ Initialisation de la variable « Mesure »
Lecture :
    Vin = 0                \ Validation du télémètre
Attente :
    IF Vout = 0 THEN Attente \ Attente de la disponibilité du résultat
    SHIFTIN Vout, Vin, 2, [Mesure]
    Vin = 1                \ Mise en veille du télémètre
    Pause = 1              \ Temps de repos par précaution

\ Le résultat de la mesure est disponible dans la variable « Mesure »

```

**Listing 2 : Utilisation du GP2Dxx avec un microcontrôleur PIC.**

```

Lecture
    BCF      PortA.0        \ Validation du télémètre
    NOP
Attente
    BTFSS    PortA.1        \ Attente de la disponibilité du résultat
    GOTO     Attente
    BSF      PortA.0        \ Mise au niveau haut de Vin
    CLRF     Mesure         \ Initialisation de la variable « Mesure »
    MOVLW    8              \ Préparation à la lecture de 8 bits
    MOVWF    Compte
    BCF      Status,C       \ Mise à zéro de la retenue
    NOP
Lectbit
    BCF      PortA.0        \ Horloge au niveau bas
    NOP
    NOP
    RLF      Mesure,f       \ Rotation du bit précédent
    BTFSC    PortA.1        \ Lecture du bit de données
    BSF      Mesure,0
    BSF      PortA.0        \ Horloge au niveau haut
    NOP
    NOP
    DECFSZ   Compte,f      \ Décomptage du nombre de bits à lire
    GOTO     Lectbit

\ Le résultat de la mesure est disponible dans la variable « Mesure »

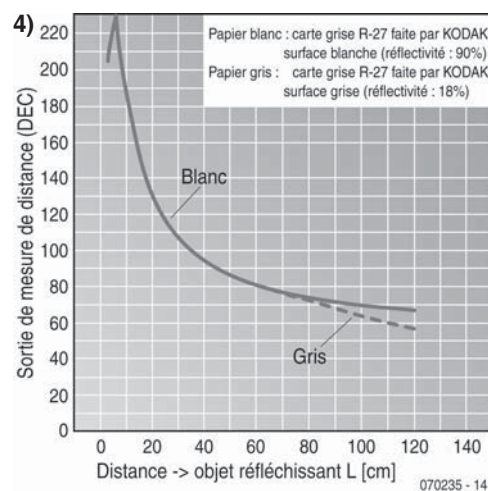
```

donnée numérique renvoyée par le télémètre suite à la mesure réalisée. A charge ensuite par le programme de gestion de votre robot d'exploiter cette valeur directement, ou de la linéariser grâce à une table de conversion si vous voulez faire de la mesure de distance réelle.

En effet, comme le montre la **figure 4**, et c'est peut être là le seul défaut de ces télémètres, l'information qu'ils délivrent est loin d'être linéaire.

(070235-1)

C.Tavernier





## 144 Antenne 2,4 GHz pour véhicules robotisés

COMMUNICATION

Les inconditionnels de robotique sont également de farouches partisans d'équipement radio trafiquant sur la bande sans licence des 2,4 GHz dite bande ISM (Industriel/Scientifique/Médical, pour une fois que cela colle aussi en français) ; laissez un peu divaguer votre imagination et pensez à ce que vous pourriez faire avec Bluetooth, des caméscopes sans fils, des télécommandes et même un point d'accès ou client WLAN monté sur un véhicule robotisé ! L'un des hics est qu'une application-maison de ce genre requiert, normalement, une antenne qui se doit d'être (1) omnidirectionnelle, (2) présentant un minimum de flexibilité en raison des risques de dommages qu'elle encourt en court d'utilisation et (3) de coût faible. L'antenne présentée ici remplit avec brio ce « cahier à trois charges ».

Liste des ingrédients : un petit morceau de câble coaxial de 50  $\Omega$  tel que du RG58(C)U doté d'un connecteur BNC serti (« empruntez » un câble auprès du département IT ?) ; un couteau de poche bien affûté ; un outil pointu (une aiguille de bonne section ou un tournevis d'horloger) ; une règle ; un fer à souder (optionnel) ; un pistolet thermique à colle ; un rien de bon sens et de l'ordre de 30 mn de votre temps libre.

C'est parti.

*(reproduit avec modifications et extensions du numéro de téléphone 17 du magazine CQ-TV)*

(070142-I)

Ragnar Jensen

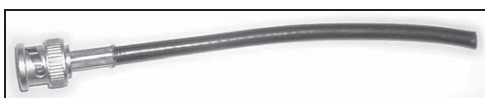


Figure 1 - Le matériel de base : un petit morceau de câble coaxial 50  $\Omega$ .



Figure 2 - Coupez quelque 40 mm de la gaine d'isolation extérieure. Vous verrez apparaître la tresse métallique servant de blindage du câble.



Figure 3 - Retrousssez la tresse cuivrée pour voir apparaître la gaine d'isolation interne.



Figure 4 - En vous servant de l'outil pointu démêlez soigneusement les filaments constituant la tresse.



Figure 5 - Jusqu'à ce que le blindage « détreissé » ressemble un peu à cela...

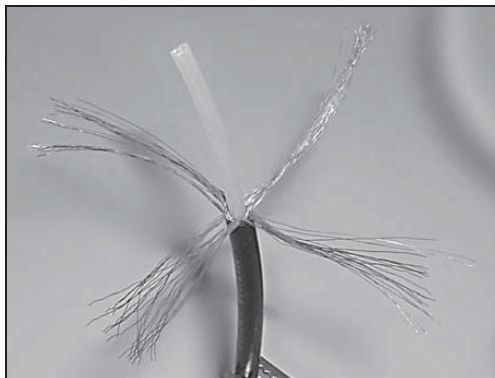


Figure 6 - Répartissez les fils en 4 ensembles de taille similaire et espacés régulièrement (ah des tresses !)

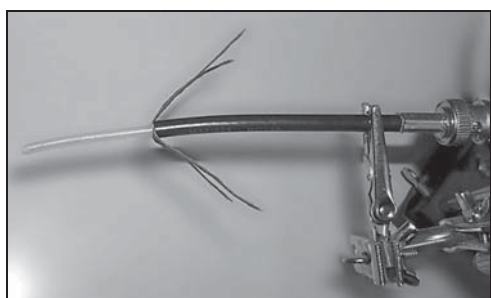


Figure 7 - Repliez-les maintenant à 45° par rapport au câble. Cet angle donne à l'antenne son impédance de 50  $\Omega$  environ.



Figure 8 - Recouvrez les faisceaux de fils de soudure. Bien que cette étape soit optionnelle, elle permet aux éléments constituant l'antenne de mieux garder leur forme et évite qu'ils ne s'entremêlent.

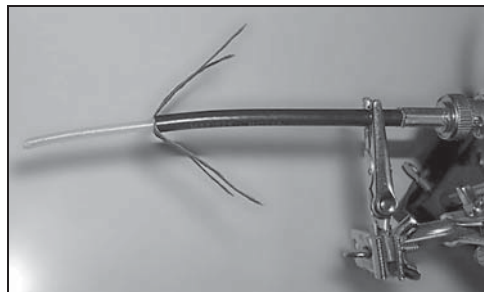


Figure 9 - Soudure terminée !

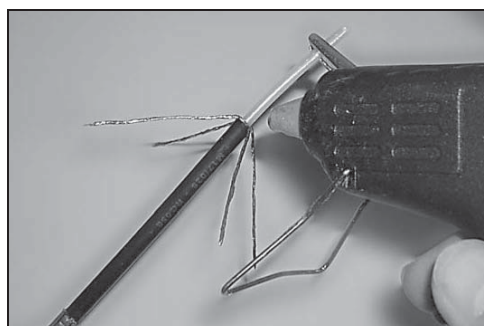


Figure 10 - Appliquez quelques gouttes de thermocolle...

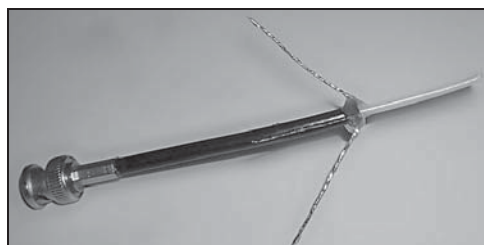


Figure 11 - ...ceci permettra à l'ensemble de garder la forme correcte.

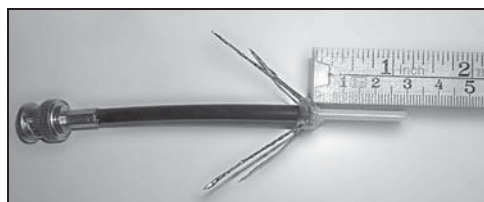


Figure 12 - Coupez les rayons et l'élément rayonnant (radiator) à une longueur de 30 mm (exact, cela correspond exactement au 1/4 de lambda ( $1/4 \lambda$ )).

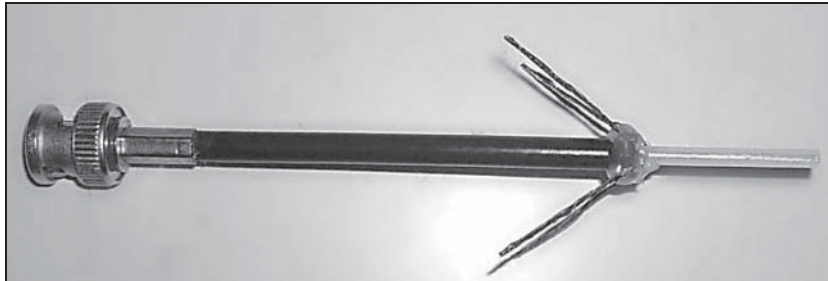


Figure 13 - Nous avons terminé !

## 145 Commande de servos

### ACTIONNEURS

#### Avec un PIC programmé en Basic, un Basic Stamp ou un Cubloc

Les servos de radiocommande connaissent aujourd'hui une nouvelle jeunesse grâce à la robotique en raison de leur caractéristiques qui, sans l'avoir prévu au départ, se trouvent être bien adaptées au besoin.

En effet, les servos de radiocommande sont aujourd'hui peu encombrants si l'on tient compte du fait qu'il contiennent tout à la fois leur propre mécanique ainsi que leur électronique de commande qui se satisfait en entrée de simples signaux logiques TTL ou CMOS. La force qu'ils sont capables d'exercer peut être très importante pour les plus puissants d'entre eux (ceux initialement destinés aux « grosses » maquettes d'avions ou de bateaux) et enfin ils sont généralement livrés avec une multitude d'accessoires tels que palonnier, roue perforée, etc. qui facilitent leur interfacement avec les éléments à actionner.

Il existe aujourd'hui deux modes essentiels d'utilisation d'une servo dans un robot. Le premier, décrit par ailleurs dans ce même numéro, consiste à transformer la servo en moteur de propulsion ce qui le détourne un peu de sa fonction première il est vrai. Le second, que nous allons étudier ici, consiste à l'utiliser pour faire du positionnement. Que ce soit dans un bras, pour faire tourner une plate-forme supportant une caméra, un télémètre ou tout autre organe, notre servo est en effet parfaitement adaptée.

Nous ne vous ferons pas l'affront de vous dire à quoi ressemble une servo car, même si vous n'êtes

pas un « accro » de la radiocommande, vous en avez sans doute déjà vu. Par contre, voici quelques informations qu'il faut connaître afin de pouvoir l'utiliser.

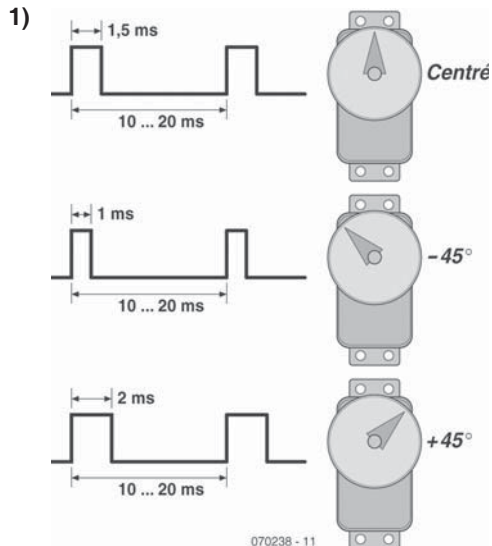
Au plan électrique, une servo ne dispose que de trois fils codés par des couleurs. Les fils rouge et noir sont destinés à son alimentation qui peut être comprise entre 4,8 et 6 V. Le troisième fil, de couleur jaune ou blanche, ou en pratique de toute autre couleur que rouge et noir, sert à transmettre les ordres à la servo sous forme de signaux PWM que l'on peut appeler plus simplement impulsions codées en largeur.

La **figure 1** montre tout à la fois le principe de codage de ces impulsions et l'influence qu'elles ont sur la position de la servo. Remarquez tout d'abord qu'elles doivent se répéter à un rythme tel que l'on ne doit pas avoir plus de 10 à 20 ms d'écart entre deux impulsions successives.

En théorie, cette répétition n'est pas absolument indispensable mais, si elle a lieu, la servo tient la position imposée par la largeur des impulsions reçues. Si ces impulsions ne se répètent pas, la servo va bien à la position codée par la dernière impulsion reçue mais, dès qu'elle disparaît, le moindre effort sur son axe lui fait perdre la position ainsi atteinte.

Ceci étant, sachez que, comme l'indique la figure :

- ♦ une impulsion de 1,5 ms de large place la servo dans sa position dite centrée ou de repos ;
- ♦ une impulsion de 1 ms de large fait tourner la servo dans sa position maximum en sens inverse des aiguilles d'une montre, ce qui représente

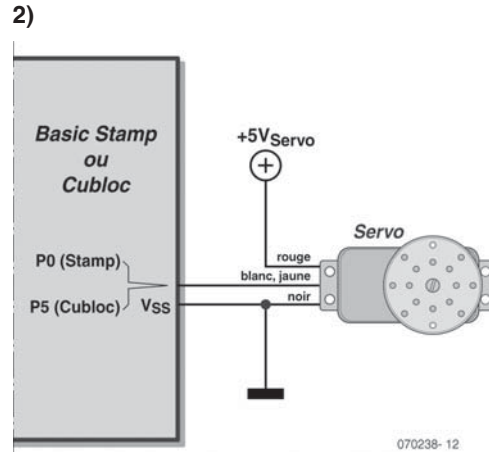


généralement un angle de  $45^\circ$  par rapport à sa position de repos ;

- ♦ une impulsion de 2 ms de large fait tourner la servo dans sa position maximum dans le sens des aiguilles d'une montre ce qui représente, là aussi, un angle de  $45^\circ$  par rapport à sa position de repos.

Toutes les positions intermédiaires peuvent être atteintes lorsque l'on fait varier la largeur des impulsions de 1 ms à 2 ms. Pour une utilisation robotique, il est même possible d'aller au delà et d'appliquer à la servo des impulsions un peu plus courtes que 1 ms ou un peu plus longues que 2 ms et atteindre ainsi un angle total de rotation de  $180^\circ$ . Mais attention ! On se trouve alors hors des spécifications de la servo qui risque de se bloquer sur ces positions extrêmes et de détruire ainsi son moteur, son électronique de commande ou les deux à la fois si vous avez de la chance !

Ceci étant, la connexion d'une servo à un microcontrôleur (Basic Stamp, PIC, Cubloc) est très simple comme le montre la **figure 2**. La seule précaution à prendre se situe au niveau de l'alimentation de la servo. En effet, compte tenu des appels de courant relativement importants réalisés par la servo lorsqu'il tourne, il est préférable de l'alimenter sous une tension indépendante de celle du microcontrôleur. Lorsque ce n'est pas possible, il faut s'assurer d'un excellent découplage entre les deux en alimentant par exemple la servo et le microcontrôleur au travers de deux régulateurs indépendants.



Pour ce qui est du logiciel, la commande d'une servo avec un Basic Stamp ou un PIC programmé en Basic ne demande que très peu de lignes de programme. Il suffit en effet de faire appel aux deux instructions que sont PULSOUT et PAUSE pour y parvenir.

Voici, à titre d'exemple, un programme qui fait tourner une servo lentement de sa position extrême d'un côté à sa position extrême de l'autre et ainsi de suite. Il peut ainsi par exemple déplacer un capteur dans un plan de  $90^\circ$  d'amplitude totale.

L'instruction PULSOUT génère des impulsions de durée variant de  $100 \times 10 \mu s$  à  $200 \times 10 \mu s$  en fonction de l'évolution de la variable de boucle b2, tandis que l'espacement entre ces impulsions est fixé à 15 ms au moyen de l'instruction PAUSE.

Ce programme est écrit ici en langage Basic Stamp I mais sa transposition en Basic Stamp II ou pour l'utiliser avec un PIC programmé en Basic, ne demande que la modification des valeurs extrêmes et du pas de la variable de boucle b2. En effet la résolution de l'instruction PULSOUT n'est plus de  $10 \mu s$  mais de  $2 \mu s$ . Il faut donc multiplier ces différentes valeurs par 5.

L'utilisation d'une servo avec un Cubloc de Comfile Technology est tout aussi simple mais fait appel à une instruction appelée PWM selon le listing.

Dans une application de ce type, l'avantage du Cubloc sur le Basic Stamp est que la commande PWM génère les impulsions indéfiniment, même si le programme continue à s'exécuter. Dans le cas du Basic Stamp, l'instruction PULSOUT ne génère

## Listage 1

```

' Version Basic Stamp I et II
' ou PIC programmé en Basic

boucle:
  for b2 = 100 to 200
    for b3 = 1 to 5
      pulsout 0,b2
      ' servo connectée sur le port P0
      pause 15
    next
  next
  goto boucle

```

## Listage 2

```

' Version Cubloc

Const Device = CB220
Dim Position As Integer
Low 5 ' Servo connectée sur le port P5
Do
  For Position = 2300 to Position = 4300
    Step 20
    Pwm 0, Position, 32768
    Delay 100
  Next
Next
Loop

```

qu'une impulsion et doit donc être appelée dans une boucle pour produire en permanence ces dernières, ce qui interdit au Basic Stamp de faire autre chose. Si vous ne voulez pas recourir à un Cubloc, une autre solution consiste à faire appel à un circuit spécialisé, tel le MIC800 de Micronics ([\[tronics.com\]\(http://tronics.com\)\) capable de commander de manière autonome jusqu'à huit servos simultanément \(cf. le cas échéant le numéro double d'Elektor de l'été 2006\).](http://www.mic-</a></p>
</div>
<div data-bbox=)

(070238-1)

C. Tavernier

## 146 Détecteur d'obstacles lointains à ultrasons

CAPTEURS

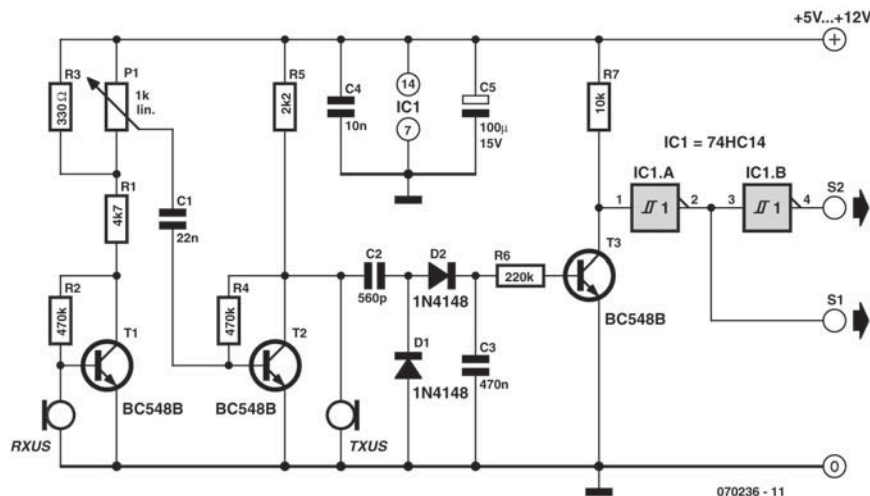
Le premier capteur dont on équipe habituellement un robot est un détecteur d'obstacles. Il peut revêtir trois aspects différents selon le type d'obstacles que l'on souhaite détecter mais aussi et surtout selon la distance à laquelle on souhaite que la détection ait lieu.

Pour les obstacles proches ou très proches on fera appel le plus souvent à des capteurs à infrarouge à réflexion, dont un exemple de réalisation vous est proposé par ailleurs dans ce numéro. Ces capteurs

sont toutefois limités à des distances de quelques mm à une dizaine de mm tout au plus.

Une autre solution, simple et fréquemment rencontrée, consiste à faire appel à des détecteurs à contacts ou « moustaches » qui ne sont rien d'autre que des tiges plus ou moins longues, en corde à piano ou en matériau similaire, qui agissent sur des microinterrupteurs. La détection a lieu un peu plus loin qu'avec les capteurs infrarouges mais reste limitée à quelques cm car, dans le cas contraire, les moustaches deviennent trop longues et gênent le

1)





déplacement normal du robot car elles risquent de se coincer dans son environnement.

Pour les obstacles situés au delà d'un ou deux cm, une autre solution efficace existe et consiste à faire appel aux ultrasons. Elle est souvent de mise en œuvre délicate car leurs concepteurs raisonnent comme s'ils devaient réaliser un télémètre alors que l'on cherche juste ici à détecter la présence ou l'absence d'obstacles, et non à mesurer la distance à laquelle ils se trouvent.

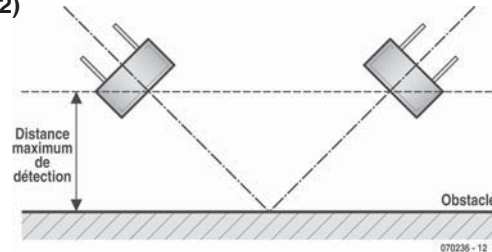
Nous vous proposons donc ici une approche originale qui permet de réduire le schéma nécessaire à une poignée de composants classiques et peu coûteux. Notre solution repose sur l'effet Larsen, bien connu des amateurs de sonorisation. Cet effet, qui se traduit par un sifflement plus ou moins violent, se produit lorsqu'un micro capte le son des enceintes qui lui sont reliées au travers de l'amplificateur. On réalise ainsi un oscillateur acoustique en réinjectant le signal de sortie, produit par le haut-parleur, sur l'entrée, matérialisée par le micro.

Notre détecteur fonctionne sur le même principe, mais le micro est un récepteur à ultrasons tandis que le haut-parleur est un émetteur d'ultrasons. Entre les deux, il n'y a qu'un banal amplificateur très facile à réaliser et c'est l'obstacle dont on veut détecter la présence qui se charge de réfléchir le faisceau ultrasonore de la sortie sur l'entrée.

Comme le montre la **figure 1**, le récepteur à ultrasons RXUS est relié à l'entrée d'un amplificateur à grand gain réalisé grâce aux transistors T1 et T2. Le gain de cet étage étant très élevé, il peut être réduit si nécessaire au moyen du potentiomètre P1 pour éviter qu'il entre en oscillation tout seul, en l'absence d'obstacle. La sortie de cet amplificateur est reliée à l'émetteur à ultrasons TXUS constituant ainsi la boucle susceptible d'osciller par effet Larsen.

Lorsque cela se produit, c'est à dire lorsqu'un obstacle se trouve suffisamment près des transducteurs à ultrasons ; un signal pseudo sinusoïdal à 40 kHz, qui est leur fréquence de résonance, apparaît en sortie de l'amplificateur c'est à dire aux bornes du transducteur émetteur. Ce signal est redressé par D1 et D2 et filtré par C3 et, s'il est d'amplitude suffisante, il produit dans R6 un courant capable de rendre le transistor T3 plus ou moins conducteur.

2)



Selon la nature et l'éloignement de l'obstacle, ce processus ne fonctionne pas nécessairement de manière parfaitement binaire et le niveau disponible sur le collecteur de T3 peut être assez mal défini. Les inverseurs CMOS à *trigger* de Schmitt se chargent donc de le transformer en un signal logique digne de ce nom. En présence d'obstacle S1 est donc au niveau haut tandis que S2 est au niveau bas.

L'alimentation peut avoir lieu sous n'importe quelle tension comprise entre 5 et 12 V. Le gain, et donc la sensibilité de détection du montage, varie un peu lorsque la tension d'alimentation augmente mais le potentiomètre P1 permet dans tous les cas un réglage satisfaisant.

Bien qu'il soit très simple, ce montage est capable de détecter dans de bonnes conditions un obstacle normalement réfléchissant aux ultrasons jusqu'à 5 ou 6 cm de distance environ. Si une distance plus faible est nécessaire, il suffit tout simplement de réduire le gain en agissant sur P1.

La réalisation du montage ne présente aucune difficulté. Les deux transducteurs sont des modèles 40 kHz que l'on trouve chez tous les revendeurs, quant aux autres composants, ils sont on ne peut plus classiques. Par contre, il faut prendre une précaution, lors du câblage des transducteurs. En effet, même s'ils ne sont pas polarisés au sens strict du terme, une de leurs électrodes est commune avec leur boîtier métallique. C'est celle-ci qu'il faut relier à la masse du montage tant côté émetteur que côté récepteur.

Le fonctionnement est immédiat et se limite au réglage de P1 afin de choisir la distance de détection qui vous convient, mais celle-ci dépend aussi du positionnement des transducteurs. Pour un fonctionnement optimum, nous vous conseillons de les orienter comme indiqué **figure 2**.

(070236-1)

B. Broussas



## 147 Platine de prototypage à Propeller pour le BoeBot

MICROPROCESSEURS

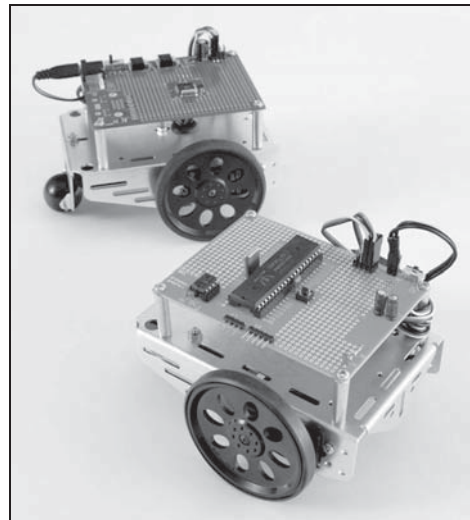
La puce Propeller de Parallax est un extra-terrestre, ou un surdoué, dans le monde des microcontrôleurs. Ce circuit intégré renferme pas moins de huit noyaux de processeurs à 32 bits qui accèdent un par un aux périphériques et à la vaste mémoire du microcontrôleur. Le Propeller peut ainsi s'acquitter de ses tâches à une vitesse considérable et fonctionner sans mécanisme d'interruption : les tâches que nous étions habitués à confier aux interruptions se voient simplement affecter leur propre noyau de processeur (« COG » en langage Propeller). Ce processeur est par exemple assez rapide pour attaquer directement un écran VGA tout en exécutant d'autres processus. L'étude plus approfondie du Propeller et de son logiciel nous entraînerait trop loin. Toute la documentation nécessaire, des exemples d'application et un environnement de développement étendu sont disponibles au téléchargement gratuit sur le site de Parallax.

### BoeBot

On sait que Parallax est aussi le fabricant du kit robotique BoeBot, un châssis avec tout le matériel nécessaire pour construire un véhicule robot et toutes sortes de capteurs pour l'équiper. L'ensemble est piloté par une platine à microcontrôleur sur la base du Basic Stamp ou du Javelin Stamp. La version à Basic Stamp a donné lieu à de nombreux articles d'Elektor, mais pas mal d'eau à coulé sous les ponts depuis lors : fin 1999-début 2000 pour être précis. Le concept semble pourtant solide comme l'acier, compte tenu du fait que le BoeBot est toujours très utilisé dans l'enseignement. Rien d'étonnant si on sait que Boe signifie *Board of education*, platine d'apprentissage.

### Mise à niveau

Il était tout naturel de mettre ce robot à niveau avec une platine processeur à puce Propeller. Parallax a aussi mis sur la marché récemment une platine de prototypage taillée sur mesure pour le châssis BoeBot. On voit immédiatement que la platine présente une zone perforée pour l'adjonction d'électronique supplémentaire : la « vieille » platine à Basic Stamp est munie d'une mini-platine à enfichage. Il faut donc souder des composants supplémentaires sur la platine à Propeller, ce qui est certes un peu plus laborieux que de les enficher, mais en contrepartie plus solide pour un robot. Malgré tout le soin



apporté à sa construction et à la conception du logiciel, il peut arriver qu'un robot croise le chemin, ou devienne la victime, de quelque animal domestique de passage qui le prendrait pour un nouveau camarade de jeu. Avec une platine à enfichage, les composants risquent de tomber, avec une platine perforée, les chances de survie sont plus grandes.

La platine de prototypage est très propre, complète et son prix est tiré, mais nous y avons vu un inconvénient qui peut se révéler gênant, surtout dans l'enseignement : le processeur comme la mémoire sont montés en surface. Si quelque chose est mal soudé, cela peut signifier la fin du processeur, voire, dans bien des cas, la fin de la platine. Tout le monde ne dispose pas de l'outillage adapté à l'utilisation de ce genre de composants.

Parallax n'a vu aucun inconvénient à ce que nous développons une version de la platine équipée de composants traversants. Si un accident arrive à l'un des circuits intégrés, il suffira d'enficher simplement un exemplaire neuf dans le support (après avoir trouvé et supprimé la cause !).

Naturellement ces composants occupent une plus grande partie de la surface limitée du châssis BoeBot ; en particulier le processeur en version DIL est beaucoup plus encombrant que son petit frère en boîtier LQFP. C'est pourquoi nous avons renoncé à certains composants qui se trouvent sur la

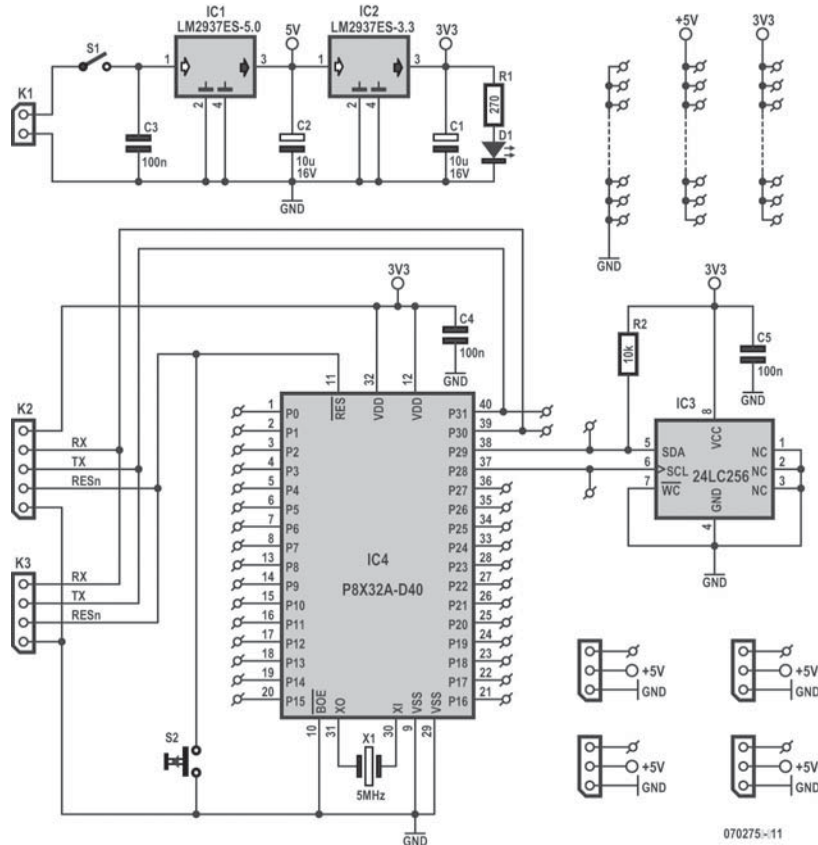


Figure 1 - Le schéma de la platine de prototypage pour Propeller.

platine Parallax, mais n'ont guère d'utilité selon nous sur un robot mobile : connecteurs VGA, clavier, souris.

### Schéma

Le schéma (voir **figure 1**) brille par sa simplicité. Deux régulateurs de tension à faible tension de déchet fournissent le 3,3 V pour le processeur et l'EEPROM, le 5 V est disponible pour les périphériques qui auraient besoin d'une plus forte tension, comme par exemple les servo-moteurs modifiés qui assurent la propulsion du BoeBot. Veillez à ce que les broches du Propeller ne puissent pas voir le 5 V. En plus de S1, interrupteur de la tension d'alimentation, on trouve un emplacement pour quatre connecteurs SIL tripolaires pour le raccordement des servo-moteurs et autres périphériques qui doivent être alimentés en 5 V.

Le connecteur K1 peut recevoir toute tension com-

prise entre 5,5 et 26 V, mais il vaut mieux que cette tension ne soit pas trop élevée, pour éviter une dissipation excessive dans IC1.

Quant à l'interface de programmation avec un PC, il existe deux possibilités : K3 sert à la connexion de l'interface Propeller Plug de Parallax, qui permet l'utilisation d'un port USB. Le connecteur K2 est destiné à l'interface série ordinaire décrite ailleurs dans ce numéro. La diode D1 signale la présence de la tension d'alimentation, S2 est la touche de remise à zéro.

### Côté pratique

La platine est simple elle aussi (voir **figure 2**). Nous avons opté délibérément pour une réalisation en simple face, pour faciliter la gravure et la réalisation maison. Les deux régulateurs de tension sont soudés sur le dessous de la platine.

Le circuit intégré IC3 n'est pas absolument indis-

## Liste des composants

**Résistances**R1 = 270  $\Omega$ R2 = 10 k $\Omega$ **Condensateurs**C1,C2 = 10  $\mu$ F/16 V radial

C3 à C5 = 100 nF

**Semi-conducteurs**

IC1 = LM2937ES-5.0

IC2 = LM2937ES-3.3

IC3 = 24LC256

IC4 = Propeller-chip

P8X32A-D40 (Parallax)

**Divers**

X1 = quartz 5 MHz

K2 = barrette SIL 5 broches

K3 = barrette SIL 4 broches

S1 = inverseur unipolaire

S2 = unipolaire à fermeture

4 barrettes SIL 3 broches

Platine EPS070275-1

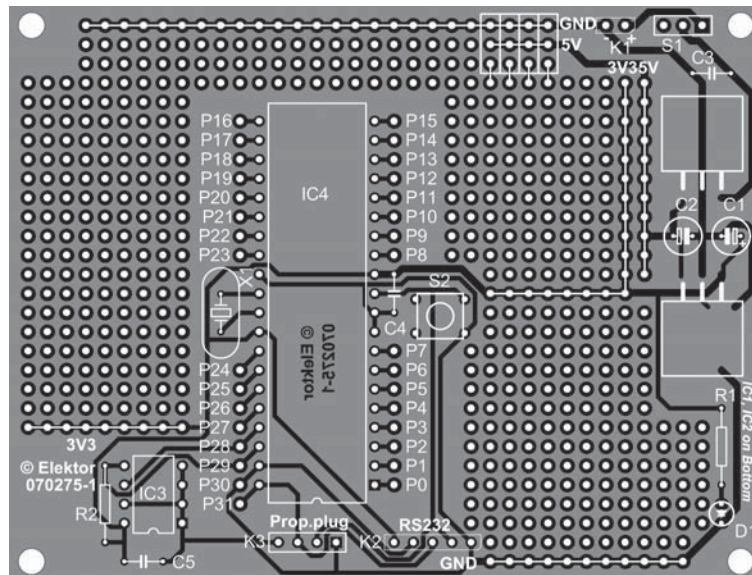


Figure 2 - Le dessin de la platine est à simple face, mais pour un usage intensif de la zone pastillée, la solidité du double face à trous métallisés est préférable.

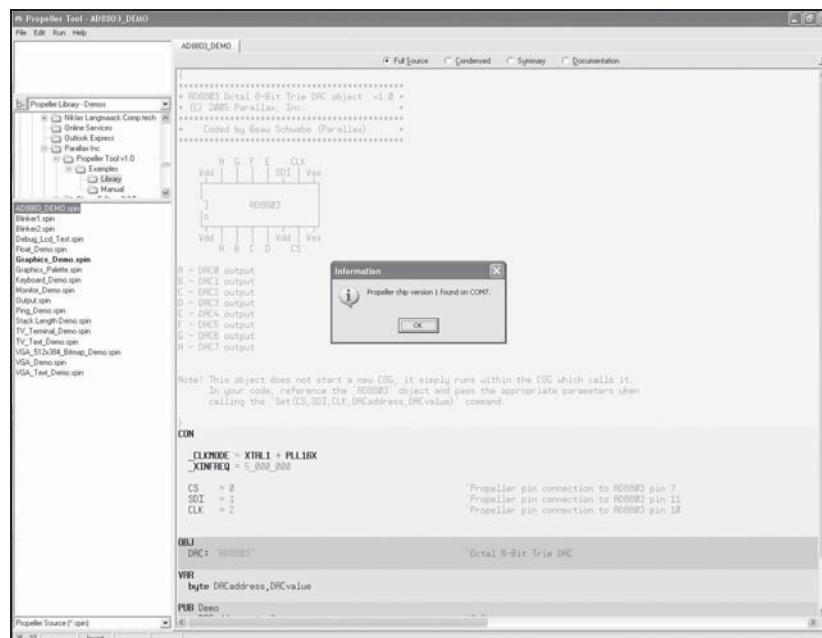


Figure 3 - Ce message annonce que la liaison est établie avec le Propeller. La fête peut commencer !

pensable à la mise en œuvre du Propeller. Quand le processeur démarre, il lance son chargeur amorce (*bootloader*), lequel vérifie d'abord si la communication avec l'hôte est possible puis attend le téléchargement d'un programme. L'utilisateur peut choisir de charger une application dans la mémoire interne du Propeller ou dans l'EEPROM externe.

En l'absence de liaison avec le PC, le chargeur va chercher un programme dans l'EEPROM ; s'il n'en trouve pas, il s'arrête et arrête le processeur.

Un programme peut être chargé directement du PC dans la mémoire interne et exécuté, mais il ne faut pas oublier que cette mémoire est volatile. Elle est effacée quand l'alimentation est coupée.

Le quartz aussi est superflu *a priori*, le Propeller démarre avec un oscillateur RC interne qui cadence la puce à 12 MHz, une fréquence suffisamment élevée pour nombre d'applications. Le quartz X1 n'est

utilisé que si les registres internes le prévoient.

Une fois le processeur alimenté, et relié au PC par une interface, il faut lancer le logiciel « Propeller Tool » et appuyer sur F7 (ou choisir *Identify Hardware* dans le menu **Run**). Les ports sériels du PC sont scrutés un par un jusqu'à trouver le Propeller ; si tout paraît en ordre, un message apparaît comme sur la **figure 3**. Le numéro du port COM est celui auquel l'interface est raccordée.

Après l'apparition du message, nous pouvons nous mettre au travail avec le Propeller et découvrir le monde de ce microcontrôleur étonnant.

#### Lien Internet

[www.parallax.com/propeller](http://www.parallax.com/propeller)

(070275-1)

## 148 Des accus LiPo en parallèle

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Les accumulateurs LiPo (**L**ithium **P**olymère) présentent assez bien d'avantages par rapport à ceux au CdNi ou NiMh. À côté d'un poids inférieur à capacité équivalente, les accumulateurs LiPo sont fabriqués sous une plus grande variété de formats. Les constructeurs profitent souvent de cette dernière caractéristique pour les téléphones mobiles, les lecteurs MP3 et ainsi de suite.

Mais les accus LiPo ont aussi quelques inconvénients. L'un d'entre eux est qu'ils ne peuvent fournir qu'un courant moindre que leurs homologues CdNi ou NiMh. La plupart du temps, leur limite correspond à 10 C (10× la capacité nominale). Les nouvelles versions atteignent déjà 15 C et même 30 C en continu, mais leur prix est aussi franchement plus élevé !

Cela veut dire que, d'une cellule normale d'accumulateur LiPo de 1000 mAh, on peut tirer quelque 10000 mA, soit 10 A. Momentanément, on peut doubler le courant, mais ce sera au détriment de l'espérance de vie des cellules LiPo !

Dans bien des cas, nous aimerions « sucer » un peu plus de courant de l'accumulateur. Eh bien, c'est possible en montant plusieurs éléments en parallèle.

#### Limitation de courant

Brancher des cellules en parallèle est un petit travail de soudure facile. Pas de quoi se salir, en tout cas.



Mais avant de raccorder les éléments en parallèle, il nous faut veiller à ce qu'ils présentent exactement la même tension à leurs bornes. À la moindre différence entre les tensions de sources, un fort courant de compensation va se mettre à circuler. Ce courant doit décharger l'accumulateur à la tension la plus haute et charger l'autre jusqu'à les porter à l'équipotentialité. Il faut aussi que ce courant d'équilibrage reste inférieur au courant de charge maximum (généralement 1 C).

Avant de relier les cellules entre elles, il y a donc des mesures de précaution à prendre pour limiter le courant de compensation. La différence de potentiel est souvent si faible qu'un simple réglage du courant ne fonctionnera pas. Mais une simple résistance nous permettra aisément de limiter ce courant.

### À la main

Réaliser l'opération convenablement demande de connaître le courant maximum de charge permis sur les deux accus. Ensuite, on mesure leurs tensions respectives, dont on déduit la tension de différence. On peut déjà souder ensemble les pôles négatifs, puis on soude momentanément une résistance entre les pôles positifs. Une résistance de quelle valeur ? Au moins égale à la tension différentielle divisée par le courant de charge autorisé.

Maintenant, l'accumulateur le plus rempli va lentement transférer une partie de sa charge à l'autre. Au

fil du temps, la différence de tension s'amenuise et le courant de charge aussi.

Si le processus dure trop longtemps à votre goût, rien n'empêche d'adapter de temps à autre la valeur de la résistance pour relever le débit. Quand la différence de tension est devenue si petite qu'une résistance de  $10\text{ m}\Omega$  suffirait, vous pouvez hardiment relier ensemble les deux pôles positifs. Vous disposez dorénavant d'un accumulateur LiPo plus puissant.

(070274-I)

Paul Goossens

## 149 Capteur de CO

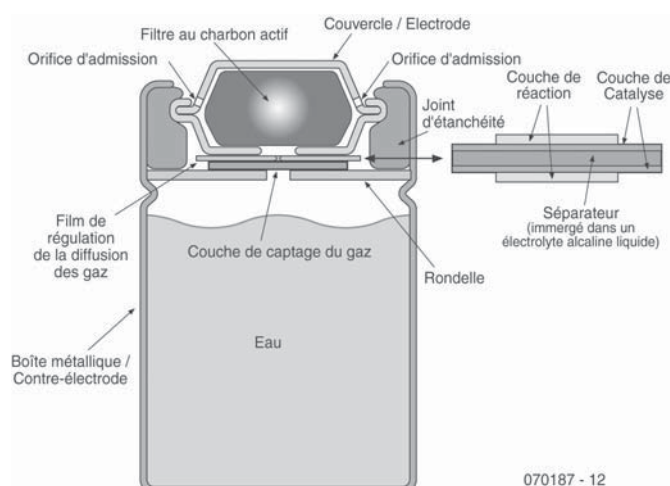
### CAPTEURS

Le capteur TGS5042 de Figaro est un capteur d'oxyde de carbone qui a rendu, et rend toujours, d'éminents services dans de nombreuses applications industrielles telles que détecteurs de fumé, systèmes de détection d'incendie et de commande de ventilation, dans les garages souterrains par exemple. Ce type de capteur convient de façon idéale pour les applications à alimentation autonome (piles) et présente, si on le compare à des capteurs traditionnels, de nombreux avantages. L'électrolyte utilisé est respectueux de l'environnement, le boîtier évite tout risque de fuite. Le capteur est en état de détecter des concentrations de CO

de 1% seulement, sa plage de température s'étalant de  $-40$  à  $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Le boîtier présente une forme identique à celle d'une pile de type AA.

Caractéristiques marquantes :

- ♦ Utilisable pour les applications alimentées par pile
- ♦ Sensibilité/précision élevées en présence d'oxyde de carbone
- ♦ Relation linéaire entre la concentration de CO et la tension de sortie
- ♦ Sensibilité faible en présence d'éthanol
- ♦ Grande insensibilité aux autres gaz présents



070187 - 12

Figure 1 - Structure interne du capteur.



La **figure 1** donne la structure interne du capteur TGS5042. La couche sensible au gaz CO se trouve intercalée entre une rondelle d'acier inoxydable (contre-électrode) et une tête électrolysée au nickel (électrode de fonction). Cette dernière est enveloppée d'une sorte de film et de plusieurs couches de soutien. Le tout prend place dans une enveloppe cylindrique en acier inoxydable. Le compartiment inférieur est rempli d'eau, dans la partie supérieure on trouve un filtre de charbon actif.

La **figure 2** propose un schéma d'application de base du TGS5042. Le capteur génère un courant minuscule converti, par le biais de l'amplificateur de mesure que constitue la paire IC1/R2, en une tension. La résistance R1 sert à éviter une polarisation éventuelle du capteur lorsque l'électronique se trouve hors-tension.

Il est d'une importance capitale de veiller à ce qu'il n'y ait jamais, quelles que soient les conditions, application d'une tension au capteur lui-même, car ceci se traduirait par un endommagement irréversible du capteur. La tension aux bornes du capteur ne doit en aucun cas dépasser 10 mV.

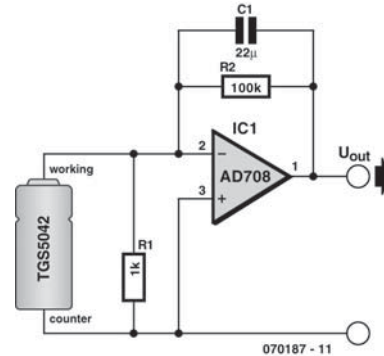


Figure 2 - Exemple de schéma d'application simple.

Citons, à titre d'exemple, certaines applications possibles du capteur :

- ♦ Détection de CO dans les logements
- ♦ Monitoring du CO dans des installations industrielles
- ♦ Commande de système de ventilation pour garages souterrains.

(070187-1)

## 150 Interface série pour Propeller

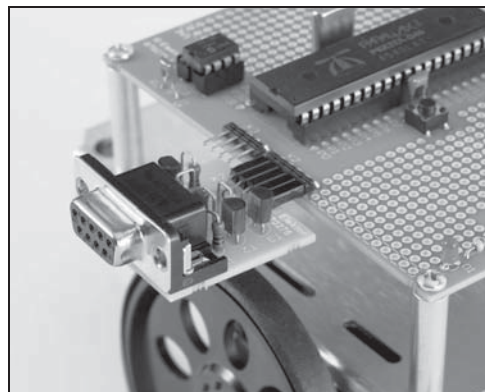
MICROPROCESSEURS

### Simple et bon marché

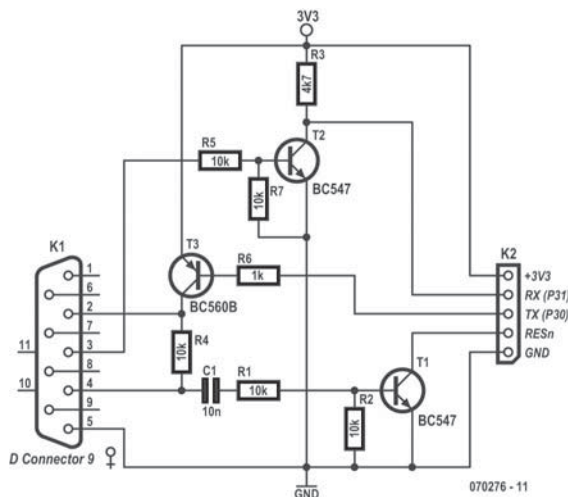
La carte de prototypage Propeller décrite ailleurs dans ce magazine nécessite une interface de programmation, tout comme la carte de Parallax elle-même. Le producteur fournit à cet effet la fiche et le clip Propeller, qui l'une comme l'autre permettent la liaison avec le port USB du PC.

Ces mini-platines portent un FT232 de FTDI, une puce qui revient fréquemment dans nos colonnes. La différence entre fiche (*Plug*) et clip réside dans la manière dont ils donnent contact avec la carte du processeur : la fiche s'adapte sur une embase SIL à 4 broches tandis qu'on pince le clip sur quatre pastilles en bordure de carte. C'est la liaison par clip qui était utilisée sur la première version de la carte Demo Propeller et n'est plus très pertinente. Aussi bien avec la carte de prototypage de Parallax que la nôtre, la fiche Propeller est l'interface correcte pour l'USB. Cette petite carte coûte une vingtaine d'euros, mais celui qui désire limiter les frais et dispose encore d'une bonne vieille interface RS-232 peut se construire cette interface série simple.

Il suffit de trois transistors communs et une poignée de résistances pour mettre en communication Propeller avec le port sériel d'un PC. En réalité, il ne faut pas plus de trois inverseurs adaptateurs de niveau qui s'arrangent pour faire travailler ensemble le Propeller alimenté sous 3,3 V et le port COM du PC qui joue avec du + et du -12 V.







### Liste des composants

#### Résistances

R1, R2, R4, R5, R7 = 10 kΩ

R3 = 4,7 kΩ

R6 = 1 kΩ

#### Condensateurs

C1 = 10 nF

#### Semi-conducteurs

T1, T2 = BC547

T3 = BC560B

#### Divers

K1 = embase sub-D femelle à 9 contacts, à angle droit pour circuit imprimé

K2 = support SIL à 5 broches

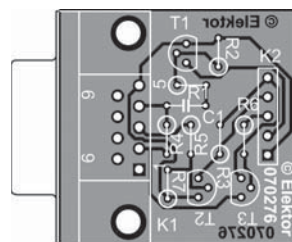
Platine EPS070276-1

Boîtes de construction EE de Philips

Sur K2, qui assure la liaison vers la carte Propeller, on a fait en sorte que l'ordre des connexions soit le même que sur la fiche Propeller, il ne faut y ajouter que la ligne d'alimentation en 3,3 V. De cette façon, il est possible d'utiliser aussi cette interface sur la carte de prototypage de Parallax. Il faut naturellement une petite modification pour raccorder l'alimentation.

Nous avons dessiné une petite platine pour ce circuit, mais il va de soi qu'on peut aussi bien la construire en vitesse sur un bout de platine à trous. On peut même imaginer, avec une certaine habileté, un montage tellement compact qu'il se loge dans le boîtier d'un connecteur RS-232 à 9 contacts.

Lors de la mise en service de cette interface, on peut se réjouir de n'avoir aucun souci de réglage (débit



binnaire, nombre de bits, etc.) puisque c'est le logiciel de développement « Propeller Tool » qui s'en charge. Utilisez pour la liaison série un câble direct, donc pas de câble croisé ou de null-modem.

(070276-1)

Luc Lemmens

## 151 Hunter, le chasseur

### MÉCANIQUE

Dans la gamme des robots de fabrication personnelle, les robots quadrupèdes occupent une place spéciale. Courir sur quatre pattes est, et reste, un défi. On retire toujours beaucoup de satisfaction de la construction d'un pareil robot.

En plus du choix du mode de déplacement, nous devons en faire d'autres, comme celui des capteurs dont nous allons équiper le robot pour lui accorder la possibilité de reconnaître son environnement. Ici, la préférence a été accordée à des fils tactiles, genre moustache de chat ou cornes d'escargot, pour la détection à courte portée. Comme le robot doit aussi

se déplacer sur de plus longues distances, il doit pouvoir détecter les objets de la même manière que les humains ou les animaux ; ce sera ici à l'aide de capteurs PIR (*Passive Infra Red*).

Lors de la conception d'un robot, le choix du processeur revêt aussi une importance primordiale. Il faut prévoir suffisamment de lignes d'E/S et une bonne capacité de mémoire. Et puis évaluer le rapport entre le coût et les fonctions souhaitées pour éduquer son comportement.

La réactivité est en effet d'une portée essentielle. Comment le robot va-t-il réagir aux informations

qu'il perçoit de ses différents capteurs ?

### Pattes à servos

Se faire une belle jambe n'est pas une mince affaire ! Il existe de nombreuses possibilités à considérer, avec des barres et des leviers, qui ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients. Dans le cas présent, nous avons opté pour une solution fort simple : deux servos fixés côte à côte par brides de câbles. L'un d'entre eux est fixé à une plaque de plexiglas qui sert de fond et sur l'axe du second servo, on monte un barreau d'aluminium de 6mm de diamètre. Le premier servo sert d'articulation de la hanche. Les quatre pattes sont construites de la même manière.

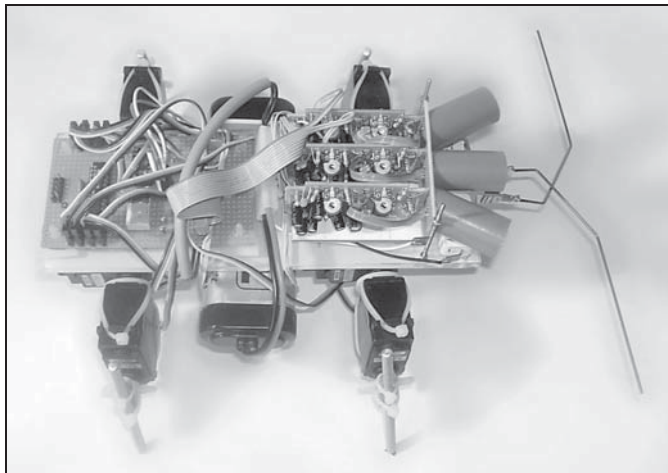
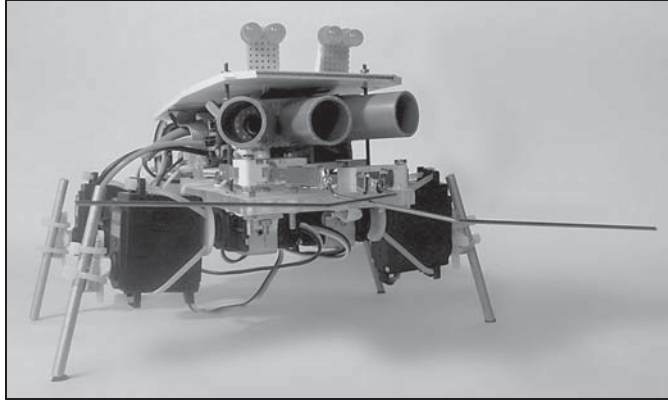
Si nous observons le mouvement de la marche chez un humain, nous constatons que le genou ne peut pas plier plus loin que lorsque la jambe est tendue. Vers l'arrière, il peut fléchir amplement, presque jusqu'à 180°. L'articulation de la hanche, en revanche, peut se mouvoir tant vers l'avant que vers l'arrière. Nous avons monté les servos de manière à obtenir la même liberté de mobilité.

L'excursion d'une patte se divise en 28 étapes. Pendant 22 de ces phases, la patte va (lentement) vers l'arrière, puis au cours des six dernières, vite vers l'avant.

Les états du servo pour le genou et de celui pour la hanche sont répertoriés dans une table. Les servos sont activés à intervalle régulier et les valeurs enregistrées pour ces séries de nombres produisent un déplacement harmonieux de la patte. Les servos sur le flanc opposé du corps du robot doivent être inversés, sinon, les pattes iraient vers l'arrière.

Il y a quatre pattes et le nombre d'étapes est de 28 pour chacune d'elles. Pour obtenir une démarche stable, on a prévu un décalage de 7 valeurs entre les séries de nombres (par exemple avant gauche 1, arrière droite 8, avant droite 15 et arrière gauche 22).

Pour faire tourner le robot, nous faisons reculer les deux pattes de gauche et avancer celles de droite.



Lors de la marche, on exécute toujours les 28 étapes du mouvement avant de retourner vérifier les informations des capteurs. Les pas s'exécutent donc complètement. Cela simplifie le logiciel et veille à ce que les pattes soient chaque fois dans la même position au moment de prendre une nouvelle décision sur la direction de la progression. La marge de détection des moustaches est telle que le robot ne risque pas de se trouver immobilisé si un pas complet a été franchi entre-temps.

### Les moustaches

On a utilisé deux microrupteurs simples pour les moustaches ; sur chacun d'eux, un fil de fer (rayon de vélo) est fixé. Une cosse pour câble a été fixée sur le fil et glissée sur la palette du microrupteur. On a intercalé deux écrous sous l'un des rupteurs pour que les moustaches ne soient pas à la même hauteur et ne se gênent pas mutuellement. Les contacts des rupteurs sont branchés entre bornes d'entrée du microcontrôleur et masse. Aucune résistance de



### Fonction des broches de l'AT90S2313

N°	Fonction	Raccordement
2	PD0	Patte avant gauche hanche
3	PD1	Patte avant gauche genou
6	PD2	Patte arrière gauche hanche
7	PD3	Patte arrière gauche genou
8	PD4	Moustache gauche
9	PD5	Moustache droite
11	PD6	Œil gauche
12	PB0	Patte avant droite hanche
13	PB1	Patte avant droite genou
14	PB2	Patte arrière droite hanche
15	PB3	Patte arrière droite genou
16	PB4	Œil droit
17	PB5 - MOSI	Capteur PIR gauche / ISP (selon cavalier)
18	PB6 - MISO	Capteur PIR central / ISP (selon cavalier)
19	PB7 - SCK	Capteur PIR droit / ISP (selon cavalier)

Ces composants ont en théorie un angle d'ouverture de 140°. En pratique, le panorama est encore plus large en raison de réflexions et d'autres phénomènes. Une démarcation obtenue par occultation partielle à l'aide d'un petit bout de tube pour installation électrique de 2 à 3 cm de long n'est certainement pas un luxe inutile.

En assurant un chevauchement des domaines de détection des trois capteurs, on peut distinguer cinq zones. Pour rendre visible ce que les capteurs PIR détectent, il y a une LED à la sortie de chaque capteur, raccordée au 5 V de l'alimentation par une résistance. De cette façon, la LED s'allume tant que le PIR ne détecte rien et s'éteint quand le PIR associé aperçoit une masse chaude en mouvement.

### Microcontrôleur et compilateur

Le microcontrôleur retenu est un AT90S2313 d'ATMEL (voyez-en le schéma à la **figure 1**). Il dispose de 2 Ko de mémoire de programme, il y a de la place pour y ranger de la réactivité intelligente. L'AT90S2313 a 15 broches d'E/S dont 3 sont utilisées par l'ISP. Lors des tests et en vue d'extensions du logiciel, une prise ISP est bien utile. Cette liaison est renvoyée sur le robot par l'intermédiaire d'un connecteur CANDA à 10 broches. Pour la programmation, on peut utiliser par exemple le programmeur Sample Electronics [1]. Il ne faut que trois résistances pour en assurer le raccordement.

De nombreuses lignes d'E/S sont nécessaires pour la commande du matériel : 8 pour les servos, 2 pour les moustaches, 2 pour les LED et 3 pour les capteurs PIR. Voilà déjà un total de 15. Aussi, les 3 PIR sont-ils reliés par des inverseurs (cavaliers) aux lignes de l'ISP sur le robot. En service normal, les PIR sont branchés au processeur. S'il faut charger un nouveau programme, on déplace les cavaliers pour rendre le port ISP accessible.

Le logiciel du robot est rédigé en BASIC et compilé à l'aide de BASCOM-AVR [2]. C'est un excellent compilateur pour les processeurs AVR d'Atmel. La version en logiciel libre de BASCOM-AVR peut aisément traiter 2 Ko.

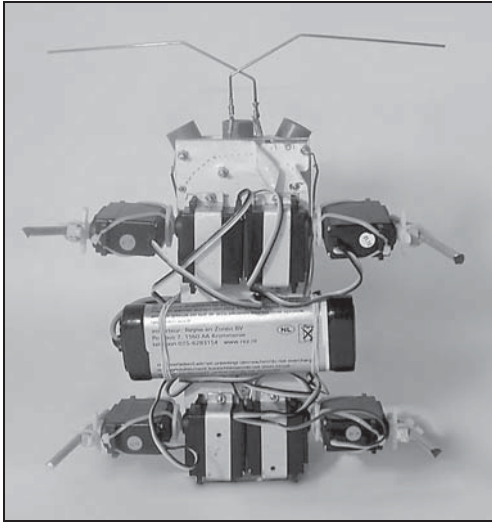
Le programme pour Hunter est disponible gratuitement sur le site web d'Elektor ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr) réf. EPS 070283-11).

### Alimentation

Le robot est alimenté en 7,2 V sur un accumulateur issu du modélisme. Nous y avons installé un interrupteur général. La tension d'alimentation pour l'électronique est stabilisée à 5 V par un habituel 7805 sous boîtier TO220. Les servos sont alimentés directement par l'accumulateur via l'interrupteur.

### Comportement

Le nom du robot laisse présager de son comportement : c'est un chasseur. Sa mission



consiste à reconnaître et suivre des cibles chaudes en mouvement, comme des humains ou des animaux. Dès qu'il en voit une, il la poursuit. S'il n'en voit pas, il fait tout au plus cinq pas dans l'espoir d'en découvrir une. Après ces cinq pas, il s'arrête et attend une nouvelle proie. Voici comment on pourrait résumer ses règles comportementales.

1. Si tu ne détectes rien, tu ne fais rien ( $zicht=1$ )
2. Si  $zicht>1$ , fais un pas ( $zicht=zicht-1$ )
3. Contrôle les obstacles après chaque pas. Si tu

en as détecté un, recule et tourne pour t'en éloigner ( $zicht=6$ )

4. Si  $zicht<5$ , vérifie les capteurs PIR. Si tu détectes quelque chose, tourne dans cette direction. Le sens de rotation peut être : à gauche, avant gauche, en avant (ne pas tourner,  $zicht$  est à 6) avant droite et droite ( $zicht=6$ ).

### Conclusion

L'objectif était de faire un robot quadrupède au comportement amusant. On y parvient avec un budget raisonnable. La mémoire de son processeur est bien remplie avec le programme actuel, mais il est possible de trouver des astuces pour rendre l'algorithme comportemental plus efficient. Il reste donc quantité de possibilités d'expérimentations sur ce robot. Grâce au connecteur ISP à bord, la programmation est simple. Ce robot constitue un prélude, une mise en jambes, mais pas un but en soi. En chasse, donc !

### Liens Internet

- [1] [http://avrhelp.mcselec.com/Sample\\_Electronics\\_cable\\_programmer.html](http://avrhelp.mcselec.com/Sample_Electronics_cable_programmer.html)
- [2] [www.mcselec.com](http://www.mcselec.com)

(070283-I)

Abraham Vreugdenhil

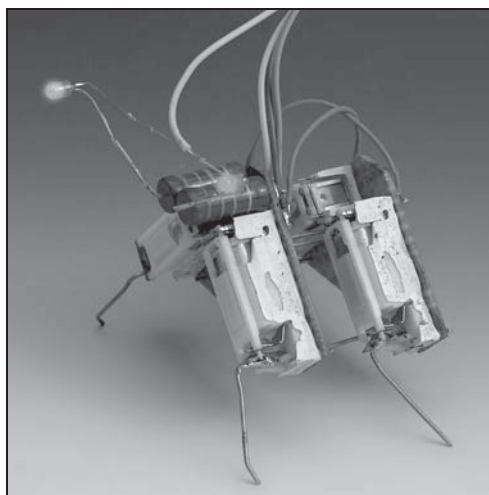
## 152 Babybot

MÉCANIQUE

Il existe nombre de techniques différentes pour mettre un robot en mouvement. Dans la majorité des cas, la solution la plus simple s'appelle combinaison de moteurs électriques, servos et moteurs pas à pas. Et surtout dès lors que l'on a besoin d'une certaine puissance pour le déplacement. En ce qui concerne des objets de très petite taille, on peut penser à d'autres actionneurs, comme c'est le cas sur ce mini-robot.

Ici, le terme « robot » est peut-être prétentieux. Cette créature est pilotée de l'extérieur et ne comporte pas la moindre intelligence artificielle, mais sa manière de se déplacer est très particulière, pouvant, avec quelques modifications, être utilisée sur d'autres projets.

Babybot marche à l'aide de quatre petits relais pour circuit imprimé ayant été modifiés spécialement à





cet effet. Les capuchons de protection en plastique ont été enlevés et les pattes ont été soudées directement aux contacts de commutation.

On aura vite compris que la taille de pas réelle d'une patte est extrêmement faible. Le « déplacement » d'un contact de commutation est en effet très petit.

Les pattes ne peuvent pas non plus supporter de gros poids ou en déplacer. cela tient d'une part à la très faible force d'attraction de l'électro-aimant et de l'autre à la construction interne très fragile de ces relais miniatures.

Il n'est pas exclu que la transmission entre l'aimant et le contact de commutation puisse tomber en

panne. Le réparer en le remettant en place constitue, en fonction du relais utilisé, un défi notable. On peut difficilement parler d'approche solide, mais pourquoi ne pas l'essayer si on veut expérimenter. Le résultat est en outre très attrayant.

#### Petite vidéo d'un robot se déplaçant :

[www.xj3.nl/\\_dreijer/backsite/willem/babybot.avi](http://www.xj3.nl/_dreijer/backsite/willem/babybot.avi)

(070278-I)

## 153 Naq'un-pied

MÉCANIQUE

Simple, à part, mais un objectif, tel était le point de départ de ce « robot ». Ou est-ce abusif que de parler de robot ? Il est fait d'une roue, d'un moteur, de capteurs, d'un microcontrôleur, de LED, de piles et de « pattes ». Quand le moteur tourne, alternativement, lentement, d'un tour à gauche, puis, de même, à droite, et que les « pattes » restent plantées sur le sol plus longtemps une fois que l'autre, il se déplace un peu vers l'avant. Comme la lumière l'attire, il s'agit bien d'un robot photophile.

Voyons ses principaux composants.

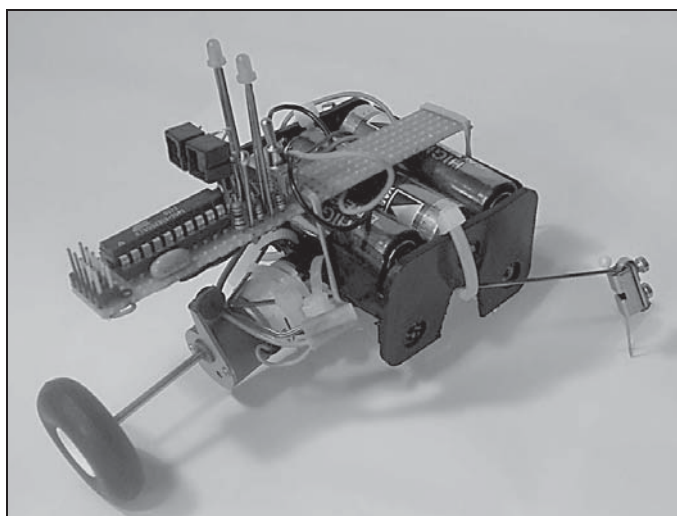
### Roue

La roue est une petite roue de caoutchouc ordinaire. Son adhérence est satisfaisante, parfois même excessive. Cette adhérence est déjà grande dans le plan de rotation mais elle l'est beaucoup plus dans un plan perpendiculaire à ce plan où elle manifeste une sérieuse résistance. Il est préférable que le robot se déplace dans le sens de rotation de la roue si l'on veut qu'il avance. Il serait donc mieux de monter une roue omnidirectionnelle.

De telles roues sont dotées de petites billes ou rouleaux perpendiculaires au sens de rotation. Elles fonctionneraient ici mieux qu'une roue de caoutchouc.

### Capteur

Le photocapteur est une vieille connaissance, le CNY-70. Il se compose d'une LED et d'une photodiode IR. On l'utilise le plus souvent pour permettre à un robot de voir le sol ou une ligne tracée sur celui-ci. Nous pouvons aussi n'en utiliser que la photodiode. En mettant deux de ces capteurs en série, une résistance de chaque côté limitant un peu le courant lorsque la lumière est très intense, nous fabriquons un dispositif qui nous fournira, à leur point d'interconnexion, une tension variable en fonction de la différence d'éclairement de chacun d'eux. Reste à mesurer cette tension. Nous l'appliquons donc à l'une des entrées de comparateur d'un microcontrôleur. Nous connectons, sur l'autre

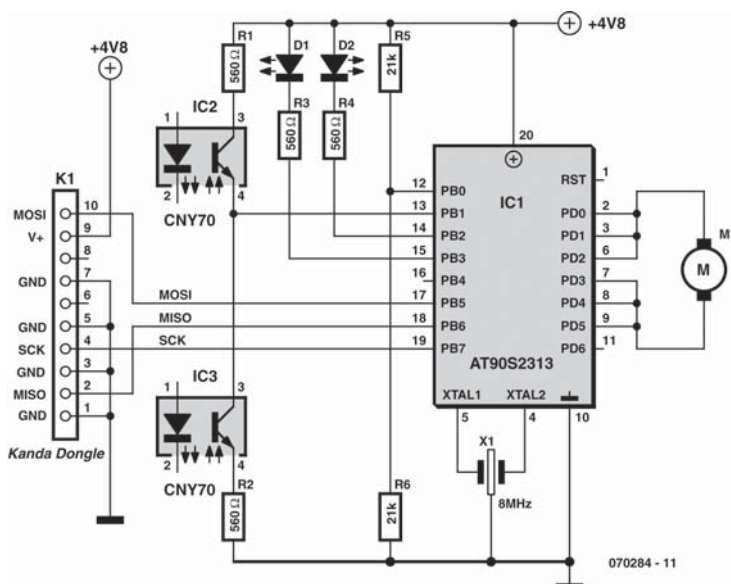


entrée, deux résistances, l'une à la borne d'alimentation positive, l'autre à celle d'alimentation négative. Nous pourrions lire le signal de sortie du comparateur par l'intermédiaire d'une variable (bit) interne. À partir de là, nous saurons quel côté du robot est le plus éclairé et nous le commandons en conséquence.

### Microcontrôleur et commande de moteur

La plupart des microcontrôleurs peuvent délivrer des courants qui suffiront à nos besoins. Nous nous en servons pour attaquer directement un moteur. S'il nous fallait un courant un peu plus intense, nous câblerions plusieurs sorties en parallèle.

Un robot, le nôtre en tout cas, ne peut plus guère se passer d'un microcontrôleur. Notre choix s'est porté ici sur l'AT90S2313. Il est facile à programmer en BASIC à l'aide de BASCOM-AVR, dispose d'un comparateur, de lignes d'entrée/sortie en nombre suffisant, etc. Mieux encore, il nous offre une entrée de programmation ISP. Elle nous permettra, lors des essais et plus tard, de charger facilement un autre programme sur le robot.



Poursuivons...

Une paire de LED de 3 mm agrémenteront le spectacle. Nous les connectons entre le processeur, par l'intermédiaire d'une résistance de 1 k $\Omega$ , et le pôle plus de l'alimentation. N'oublions pas l'alimentation, 4 mini-accus ou piles et leur support et un interrupteur.

Le programme de Naq'un-pied est disponible sur le site d'Elektor sous la référence EPS070284-11.

(070284-1)

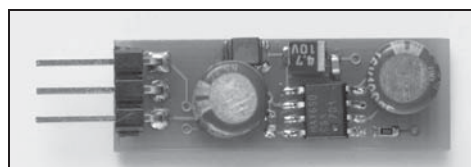
Abraham Vreugdenhil

## 154 Mini-inverseur

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Et quand vous avez besoin d'une tension négative, comment faites-vous ? Ce n'est pas si facile lorsque la charge, l'encombrement et la consommation sont à limiter au maximum. Le problème peut également se poser à de petits systèmes autonomes comme les robots. Lorsqu'il a besoin de petites tensions négatives de l'ordre de -5 V alors qu'il ne dispose que de +5 V, il est fréquent que l'électronicien fasse appel, avec raison, à Maxim.

Le MAX232 est sans doute le plus célèbre des circuits intégrés de ce fabricant. Il s'agit d'un adaptateur de niveau « sans fer » pour interfaces sérieuses avec pompes de charge intégrées. Il n'est pas le seul

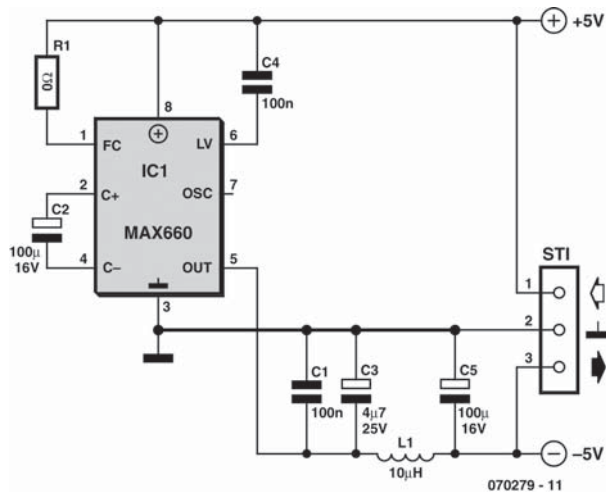


de son genre. Le MAX660 fonctionne sur le même principe mais offre une tension de sortie plus stable et un meilleur rendement. Il peut fournir l'« image spéculaire » de n'importe quelle tension d'entrée comprise entre 1,5 V et 5,5 V. Pour une tension de 5 V, vous pouvez compter sur -4,7 V (valeur moyenne) pour une charge de 100 mA. Le

rendement sera de l'ordre de 96% pour 10 mA et encore de 88% pour 100 mA. A vide, le circuit intégré ne consomme que 120  $\mu$ A.

Il y a peu à dire sur le montage. La résistance nulle sur la broche 1 définit la fréquence de travail. Elle sera de 80 kHz avec R1 et de 10 kHz seulement sans elle. L'association de L1 et C5 n'a d'autre effet que de réduire l'ondulation de la tension de sortie et le choix de l'inductance n'est pas aussi critique qu'il le serait pour une self de stockage.

Vous trouverez les fichiers Gerber de la platine sur le site [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr). Les composants R1, C1 et C4 sont des CMS603, C3 est un condensateur CMS au tantale. Pour IC1, vous avez le choix entre les deux boîtiers SO8 MAX660CSA et MAX660M, L1 est une inductance CMS de 10  $\mu$ H, 300 mA.



(070279-1)

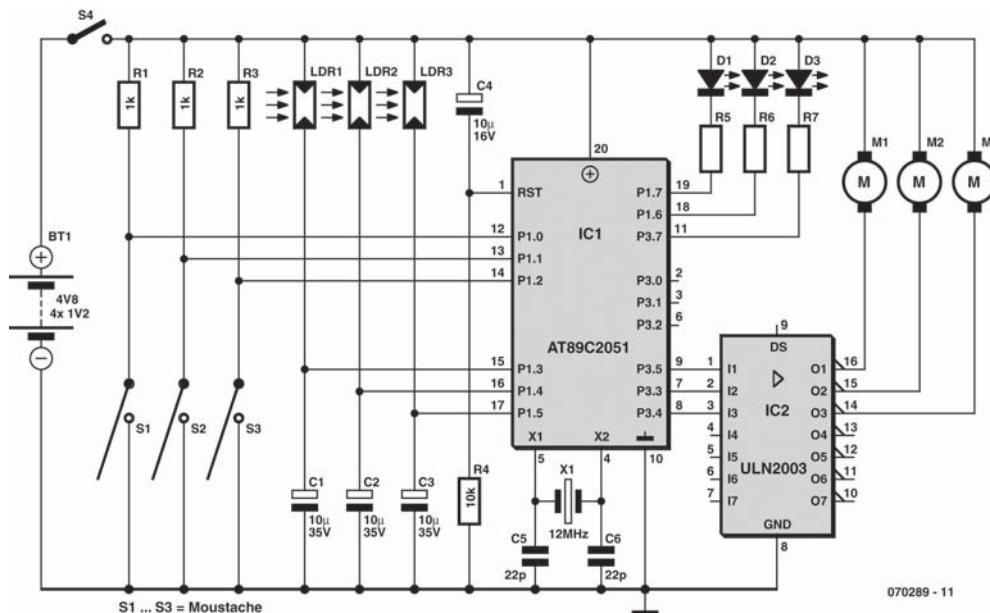
Alexander Wiedekind-Klein

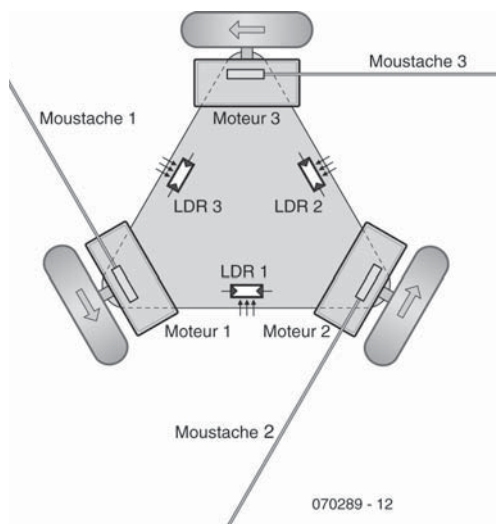
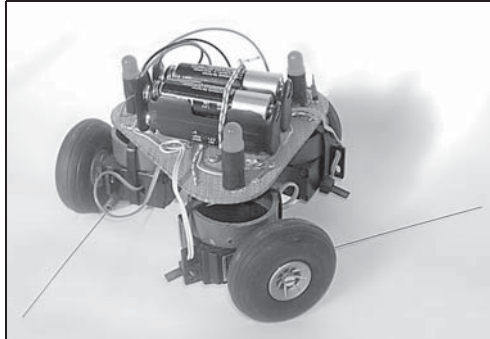
## 155 TriWi

MÉCANIQUE

Un robot triangulaire à trois roues, qui ne peut tourner que dans un sens et qui, pourtant, se dirige vers la lumière : voilà TriWi.

Les organes sensoriels du robot sont trois photorésistances (LDR), chacune à tour de rôle détectant la direction d'où vient le plus de lumière, et trois poils de moustache, qui détectent les obstacles.





Son processeur est un 89C2051 d'Atmel. Il avait tout pour plaire, prix compris, et offre 2 Ko de mémoire de programme. Si vos préférences vont à un autre, veillez à ce qu'il dispose d'au moins 9 broches d'entrée/sortie : 3 pour les LDR, 3 pour les palpeurs, 3 pour les moteurs (et 3 pour des LED, s'il en a 12).

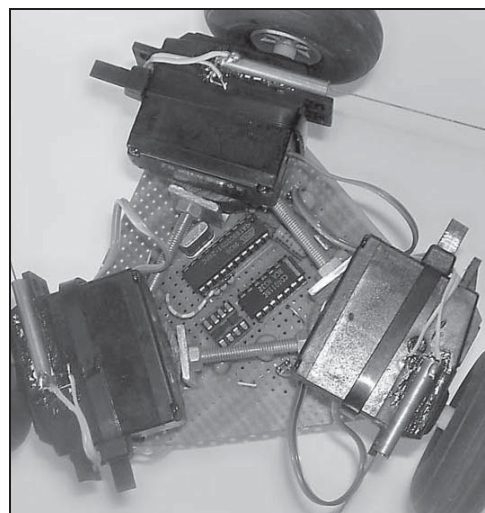
La mesure d'intensité lumineuse par une LDR se réalise en mettant celle-ci en série avec un condensateur de 1 nF et en mesurant la constante de temps RC. La constante de temps du réseau RC varie en fonction de la résistance de la LDR (variable avec l'intensité lumineuse. Lisez le programme, vous comprendrez tout).

Le compilateur utilisé, BASCOM-LT ou BASCOM-8051, nous offre une commande pour l'exécution directe de cette mesure : GETRC (numéro de broche).

### Brochage du 89C2051

Broche	Fonction	Connexion
1	RST	
2	RxD	
3	TxD	
4	Xtal2	
5	Xtal1	
6	P3.2	(RC5 extension)
7	P3.3	Moteur 2
8	P3.4	Moteur 3
9	P3.5	Moteur 1
10	GND	
11	P3.7	LED 1
12	P1.0	Palpeur 1
13	P1.1	Palpeur 2
14	P1.2	Palpeur 3
15	P1.3	LDR 1
16	P1.4	LDR 2
17	P1.5	LDR 3
18	P1.6	LED 2
19	P1.7	LED 3
20	VCC	

Chaque palpeur est fait d'un petit tube de cuivre dans lequel est introduit un fils d'acier à ressort. Un petit morceau de fil isolant les sépare. Lorsque le fil est mobilisé, il fait contact et le processeur détecte la fermeture du circuit.



Les moteurs sont de vieux servomoteurs auxquels nous avons retiré leur électronique. Ils sont commandés directement par un transistor et ne peuvent ainsi que tourner ou s'arrêter. Ils tournent toujours dans le même sens.

Si nous mettons les trois moteurs en marche, le robot tourne en rond sur son axe. Si, en revanche, un des moteurs est arrêté, TriWi tourne autour de sa roue. En remettant ce moteur en marche et en coupant un autre, nous pouvons ainsi « louvoyer » pour aller quelque part en ligne droite.

Pour le plaisir des yeux, nous avons rajouté trois LED de 8 mm. Au démarrage du TriWi, elles s'allument un instant selon un certain modèle et les

moteurs démarrent tous (pour vérification). Les LED sont câblées de telle façon que celle qui correspond au moteur arrêté s'allume.

Se déplacer à l'aide de trois moteurs en un mouvement circulaire pour aller quelque part n'est pas la meilleure façon de progresser. Au lieu de banales roues de caoutchouc, il nous aurait fallu prendre des roues omnidirectionnelles. Notre cahier des charges pour ce projet de robot ne le prévoyait pas. Il privilégiait l'aspect ludique et devait faire quelque chose d'assez drôle, qui n'exclut pas l'étude. Le programme du TriWi est, bien sûr, disponible sur le site d'Elektor, sous la référence EPS070289-11.

(070289-1)

Abraham Vreugdenhil

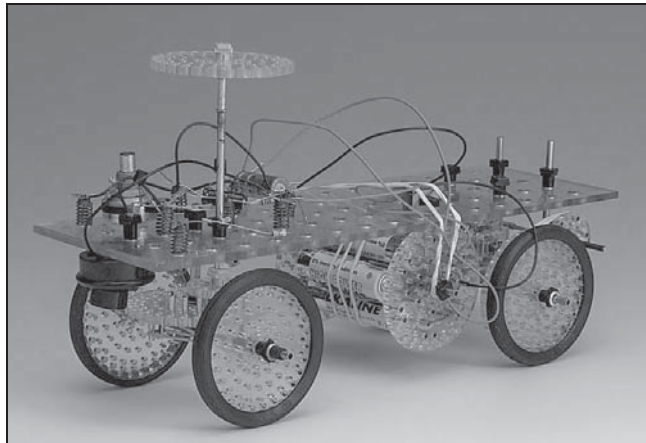
## 156 Boîtes de construction EE de Philips

DIVERS

Nombre de nos lecteurs, ceux de la génération précédente plus particulièrement, ne manqueront pas de se souvenir de ces légendaires boîtes d'expérimentation EE (*Electronic Engineer*). Philips les a eu, des années durant, de 1963 au milieu des années 80, à son programme. Combien d'électroniciens ne doivent-ils pas leur intérêt pour le domaine d'activité qui est devenu le leur à ces kits ? Le but (non avoué) des premiers kits était bien entendu de faire de la pub pour les composants électroniques de Philips auprès des amateurs, mais les années passant, la complexité des ensembles proposés n'a cessé de croître, les désignant pour une utilisation dans l'enseignement.

En fin des années 80, Philips a vendu ses kits d'expérimentation électroniques à la société allemande Schuco qui a continué de les proposer jusqu'au milieu des années 90.

Moins connus sont les coffrets d'expérimentation ME (*Mechanical Engineer*) de Philips, mais cela s'explique par le fait qu'ils n'ont été sur le marché que pendant près d'un lustre au cours des années soixante. On ne sera guère surpris de pouvoir en déduire que la série ME a connu un succès moindre que celui des coffrets EE ce qui explique que leur vie commerciale ait été relativement courte. Et si vous faites partie, tout comme le soussigné, de ceux



qui s'y sont frotté, vous aurez sans doute compris la raison de leur échec commercial.

Les coffrets ME n'étaient pas en mesure de concurrencer les autres systèmes de construction mécanique tels que les très populaires, à l'époque, Meccano et Fischer Technik. De nombreuses pièces étaient bien trop fragiles pour de petites mains enfantines et maladroites et les montages proposés étaient, pour certains d'entre eux, même funeste pour les pièces concernées. En particulier les pivots utilisés avec les engrenages servant à réaliser toutes sortes d'interconnexions avec les axes souffraient beaucoup dans certaines applications et pouvaient, après un projet déjà, être mis à la poubelle. Heureu-



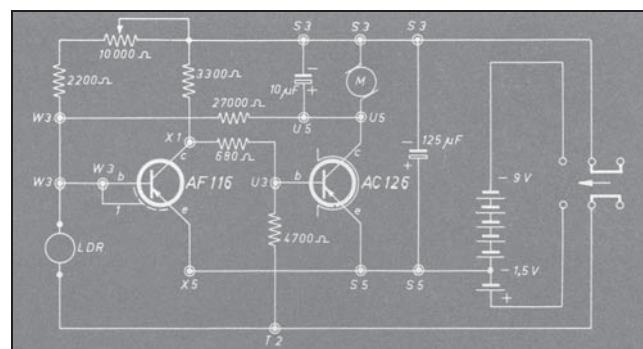
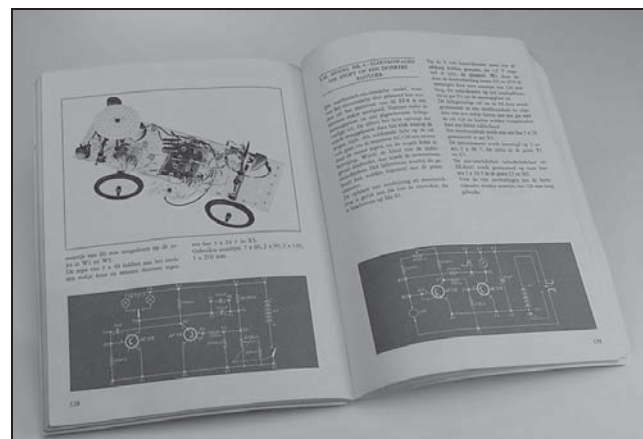
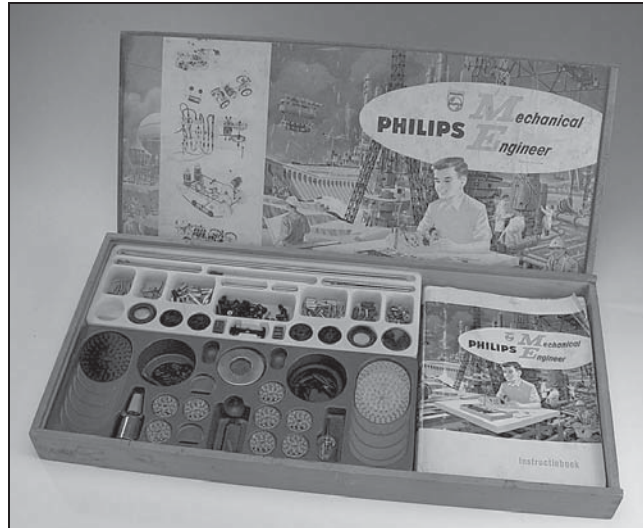
sement qu'il était possible, à l'époque, d'obtenir ces pièces séparément.

Quelque soit la beauté sur papier de certains des projets, ils ne pouvaient guère prétendre à une palme quelconque tant au niveau de la solidité que de celui de la finition. De ce fait, de nombreuses heures de montage donnaient naissance à des constructions mécaniques parfaitement capables de se « démonter » d'elles-mêmes. Les coffrets ME ne connaissaient que les fixations par pince, approche qui n'était pas en mesure, dans bien des cas, de supporter toutes les forces mécaniques mises en jeu.

L'aspect intéressant de la technique ME était l'énorme diversité de constructions qu'elle permettait de réaliser, d'horloges mécaniques à des installations de pompage d'eau. Il y avait même des projets de construction qui utilisaient aussi des pièces de la série EE, une combinaison de mécanique et d'électronique, à l'image du véhicule de la photo. Il s'arrêtait automatiquement dès qu'il arrivait au-dessus d'une surface sombre. De nos jours, il s'agit d'une application on ne peut plus simple ne requérant qu'un minimum de technologie, mais à l'époque, cela tenait, pour un gamin, presque de la magie !

Philips a encore tenté d'intéresser les enfants d'âge tendre à la mécanique en vue d'en faire des clients pour leurs coffrets ME. En 1968, on lança sur le marché Philiform, une technique de construction très proche de celle de Lego Technic et qui pouvait être utilisée en association avec les pièces ME. L'année 1970 sonna cependant le glas de ces matériaux de construction mécanique produits à Eindhoven, la Ville Lumière des Pays-Bas.

Il nous faut cependant signaler un point fort, sous l'aspect mécanique, du premier coffret ME, le



ME1200. Il était fourni dans un coffret de bois à couvercle coulissant. Ceci a sans doute permis une bonne conservation de ces produits, ce qui explique que l'on puisse en trouver, complet ou presque, sur

Ebay ou d'autres sites Web de vente de particuliers. Il faut compter de l'ordre de trente à quarante euros, en fonction de l'état de conservation bien entendu. Comme c'est le cas pour tout ce qui a un certain âge, il existe des collectionneurs pour ce genre d'objets

et on trouve de nombreux sites y faisant référence et donnant de plus amples informations à leur sujet.

(070277-I)

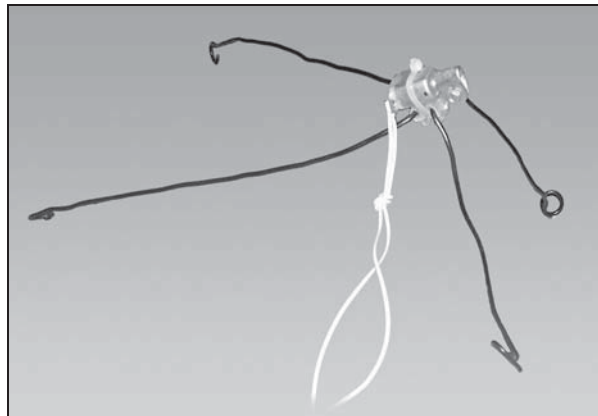
Luc Lemmens

## 157 « Tremblote »

MÉCANIQUE

L'auteur a imaginé cette « construction » à l'intention de sa fille et l'a baptisé, le robot, pas sa fille, « Tremblote » en raison de son joli déplacement tremblotant.

Il comporte un petit moteur doté d'une languette excentrée faisant office de balourd, d'un bornier, de deux pattes courtes à l'arrière et de deux pattes plus longues sur le devant. Les deux pattes arrières sont caoutchoutées. L'axe du moteur est orienté dans la direction déterminée par les deux pattes avant. En d'autres termes, la direction de vibration du balourd excentré est orienté lui dans la direction donnée par les pattes courtes. Lors de la mise en fonction du moteur, le balourd fait entrer le robot en vibration ce qui amène ce dernier à se déplacer. Il ne faut vraiment pas grand chose pour créer un tel objet, il suffit de jeter un coup d'œil dans le tiroir où l'on stocke soi-



gneusement toutes ces pièces de récupération dont on ne se servira jamais. Les enfants de tout âge raffolent de ce genre de « mobile ».

(070288-I)

Abraham Vreugdenhil

## 158 Constance de tension

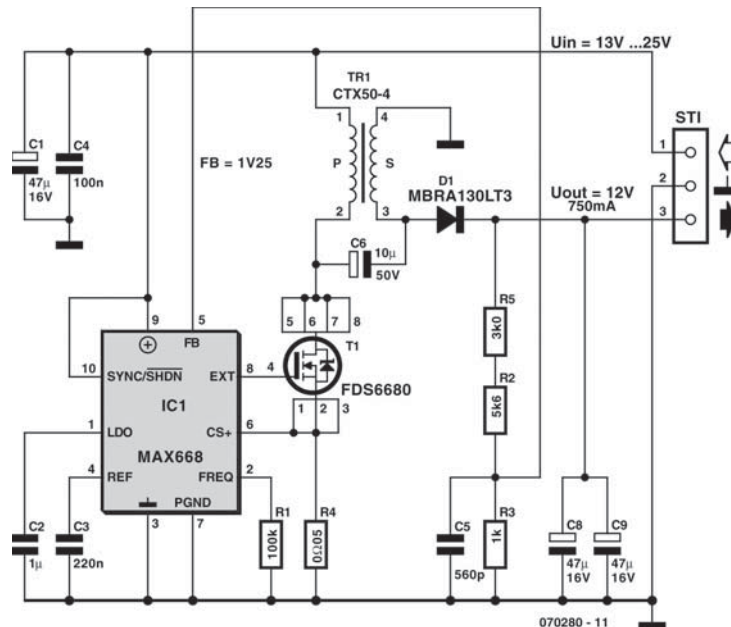
ALIMENTATIONS & CHARGEURS

L'alimentation d'un robot doté de moteurs relativement puissants, malgré des accumulateurs à faible résistance intérieure, peut se retrouver parasitée par des impulsions ou flancher lorsque la charge est élevée. Et alors ? Un stabilisateur de tension peut fort bien y remédier. Pas toujours, les circuits intégrés à trois broches ne sont malheureusement pas armés pour faire face à toutes les situations. Dans certains cas, la solution ne peut venir que d'un stabilisateur spécial.

Le principe du montage est celui d'un régulateur à découpage compact qui, lorsque les tensions d'entrée fluctuent entre 13 et 25 V, délivre une tension de sortie stable et continue de 12 V sur une charge consommant 750 mA. La réalisation tripolaire lui permet de remplacer facilement un régula-

teur de tension classique. Le régulateur à découpage mixte demande un FET de puissance CMS pour T2 et, pour un bon rendement (environ 90%), une diode de commutation Schottky (D1). Le composant le plus spécial est un transformateur miniature, typique des régulateurs à découpage. Nous avons choisi un CTX50-4 de Coiltronics.

La limitation d'intensité est définie par R4. La tension de sortie est déterminée par le diviseur  $(R2+R5)/R3$ . Elle est réglée de telle façon que la chute de tension sur R3 soit de 1,25 V (= tension de retour sur la broche 5 d'IC1). On obtiendra d'autres tensions de sortie avec d'autres diviseurs de tension. On peut bien sûr réduire l'intervalle de variation des tensions d'entrée si l'on souhaite des tensions de sorties inférieures.



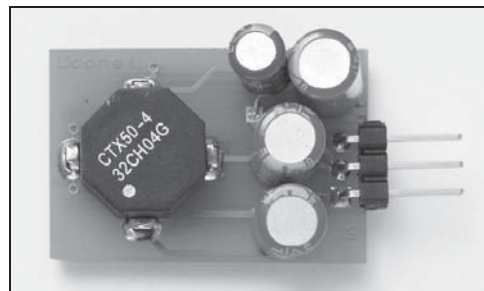
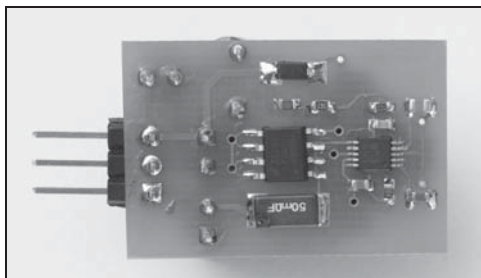
Les fichiers Gerber de la platine échantillon sont disponibles gratuitement sur le site [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr). Les composants CMS ont les formes suivantes :

R1 à R3, R5, C3 à C5 = 0603, C2 = 0805, IC1 = SSOP12, T1 = SO8.

Les condensateurs CMS sont céramiques, des condensateurs électrolytiques à faible résistance série (ESR) sont indispensables pour C1, C8 et C9 ; R4 est une résistance CMS de 50 mΩ/1 W.

(070280-I)

Alexander Wiedekind-Klein



## 159 Chargeur d'accus Li

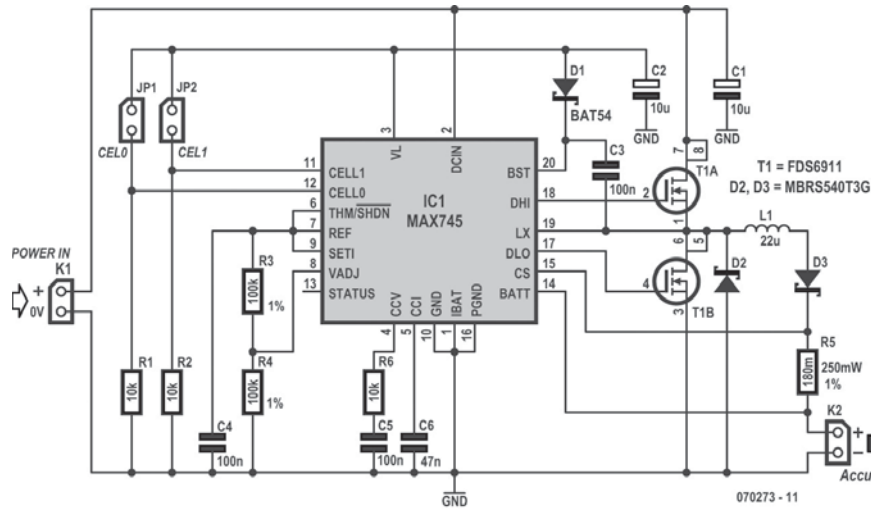
### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Les accumulateurs au lithium, comme les LiPo (**L**ithium-**P**olymère) et Li-Ion (**L**ithium-**I**on), sont d'excellents candidats pour la fourniture d'énergie aux robots. Leur masse, comparée à celle d'autres accumulateurs, est beaucoup plus faible, ce qui soulage mécaniquement le châssis. En ce qui concerne la disponibilité, les choses se présentent bien. On

trouve sans trop chercher plusieurs sortes de ces accumulateurs.

### Charge

La charge d'accumulateurs au lithium est un travail de grande précision. Une méthode incorrecte peut faire tout flamber. Il est donc fortement conseillé de choisir le bon chargeur. On peut en fabriquer un assez facilement autour d'un MAX745.



Pendant la charge, l'intensité du courant ne doit pas dépasser 1 C. Cela signifie que le courant de charge d'un accumulateur de 1200 mAh, par exemple, ne doit pas dépasser 1,2 A ! La force électromotrice de ce type d'accumulateur ne doit, en outre, pas dépasser 4,25 V par élément. Un chargeur d'accumulateur au lithium est en principe une source de courant avec une tension de sortie (précise !) maximale.

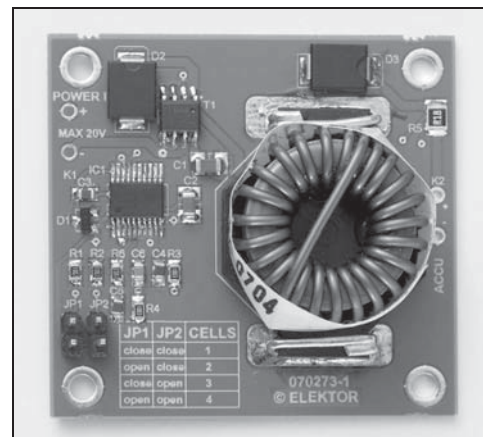
### Régulation

Dans notre cas, le chargeur utilise une régulation abaisseuse. En choisissant cette solution, le chargeur gaspillera moins d'énergie et nous pourrons lui éviter un radiateur. Un seul circuit intégré, IC1, se charge de la régulation complète. Quelques composants externes seulement l'accompagnent pour la régulation abaisseuse, à savoir le FET T1 et les composants qui l'entourent.

La tension de l'accumulateur se mesure par l'intermédiaire de la broche 14 (BATT). Le circuit intégré déduit le courant de charge de la différence de tension entre BATT et CS. Il essaie de maintenir cette différence de tension à 185 mV. Dans notre exemple, nous avons choisi une résistance de 180 mΩ. Le courant de charge est donc de  $185 \text{ mV} / 180 \text{ m}\Omega = 1,02 \text{ A}$ . Si vous désirez un autre courant de charge, il vous suffit de choisir R5 en conséquence. Le calcul est facile :

$$R5 = \frac{185 \text{ mV}}{I_{\text{charge}}}$$

Le nombre d'éléments se configure à l'aide de cavaliers. Le **tableau 1** présente les quatre possibilités. La position de ces cavaliers informe le circuit du



nombre d'éléments qui sont connectés en série. Cette information est essentielle puisque d'elle dépend la tension maximale à appliquer à l'accumulateur.

La tension maximale par élément d'accumulateur se règle sur l'entrée VADJ entre 3,95 V et 4,45 V. Les résistances R3 et R4 garantissent dans ce cas une tension de seuil de 4,25 V. Comme l'entrée VADJ ne fonctionne que sur une plage limitée, des résistances de 1% suffisent à régler la tension très précisément !

### Fabrication

La platine double-face facilite considérablement la fabrication du montage. Tous les composants s'implantent sur la face supérieure du circuit imprimé. Le soudage de la bobine demandera peut-

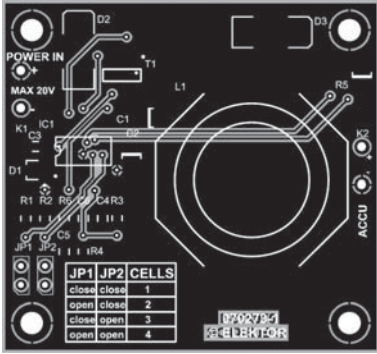
Liste des composants

**Résistances**  
R1,R2,R6 = 10 kΩ (CMS0805)  
R3,R4 = 100 kΩ 1% (CMS0805)  
R5 = 180 mΩ/¼W (CMS1210), p.ex. Digikey P.18SCT-ND

**Condensateurs**  
C1,C2 = 10 µF/25 V (CMS1210)  
C3 à C5 = 100 nF (CMS0805)  
C6 = 47 nF (CMS0805)

**Semi-conducteurs**  
D1 = BAT54 (SOT-23)  
D2,D3 = MBR540T3G (CMS),  
par ex. Digikey MBR540T3GOSCT-ND  
IC1 = MAX745  
T1 = FDS6911 (SOIC12), par ex. Digikey FDS6911CT-ND

**Divers**  
L1 = 22 µH (JW-MILLER PM2110-220K-RC),  
par ex. Digikey M8760-ND  
JP1,JP2 = cavalier avec embase SIL 2 contacts  
Platine EPS070273-1



être une panne de fer plus chaude. Les fils de connexion sont assez massifs et exigent un peu de puissance pour monter à la bonne température.

Après implantation des composants et contrôle, vous pouvez alimenter le montage sous une tension de 24 V maximum. Vérifiez que les cavaliers correspondent au nombre d'éléments avant d'installer vos accumulateurs LiPo ou Li-Ion à recharger.

Pour un courant de charge de 1 C, la recharge d'un élément vide prendra environ une heure et quart.

Tableau 1.

JP1	JP2	Éléments
Fermé	Fermé	1
Ouvert	Fermé	2
Fermé	Ouvert	3
Ouvert	Ouvert	4

(070273-1) Paul Goossens

160 Robot pendulaire

TRUCS & ASTUCES

Le robot pendulaire le plus connu, du grand public également, est le Segway, une invention de Dean Kamen [5]. Cette petite voiture à deux roues, sur le même essieu, est un moyen de transport personnel qui agrmente de sa présence les rues de nombreuses grandes villes. Le principe de l'équilibre sur deux roues a inspiré beaucoup de constructeurs de robots et beaucoup sont arrivés à un bon résultat. En témoignent d'autres exemples, comme le NBOT, construit par D. Anderson [3] ou « Joe le Pendule », œuvre d'une équipe de l'école polytechnique de Lausanne [2]. Les robots de cette sorte contiennent quantité de capteurs et une commande à un ou plusieurs microcontrôleurs (figure 1). Beaucoup s'y sont attelés, la

réussite est difficile, puisse cet article aider à lever quelques obstacles.

**Physique**

Le but du jeu est naturellement de faire avancer et reculer le robot de la même façon sans qu'il se couche. Son centre de gravité doit rester en permanence au-dessus du robot. Le problème est analogue à celui qui consiste à maintenir en équilibre un manche de balai sur le bout d'un doigt. Il est connu des cybernéticiens sous le nom de pendule inversé. Nous avons appris à l'école en cours de physique que la période d'un pendule simple était proportionnelle à la racine carrée du quotient de la longueur de son fil par l'accélération de la pesanteur : la période





est donc plus longue si le fil du pendule est plus long (voir l'équation 1). Nous pouvons en déduire que plus le centre de gravité d'un robot pendulaire est placé haut, plus sa période est grande et qu'il est donc plus facile de l'équilibrer. Nous supposons donc que pour qu'un robot pendulaire fonctionne bien, il est préférable que son centre de gravité soit assez haut placé. Pour le réaliser, nous pouvons fabriquer un robot de grande taille mais également monter son centre de gravité en plaçant assez haut des composants lourds, des accumulateurs, par exemple, ou artificiellement à l'aide de masses supplémentaire, en le lestant plus près de la tête que des pieds, pardon, des roues.

### Régulation

La régulation du robot demande la connaissance de nombreuses grandeurs. La première est, naturellement, l'angle que fait le robot avec la verticale lorsqu'il est debout : si le robot est penché, il risque de tomber plus tôt. La vitesse avec laquelle cet angle varie (vitesse angulaire) est la deuxième grandeur importante. Lorsque le robot passe avec une certaine vitesse par son point d'équilibre, l'angle qu'il fait avec la verticale est nul. Le robot n'est toutefois pas dans un état stable, il passe en effet par

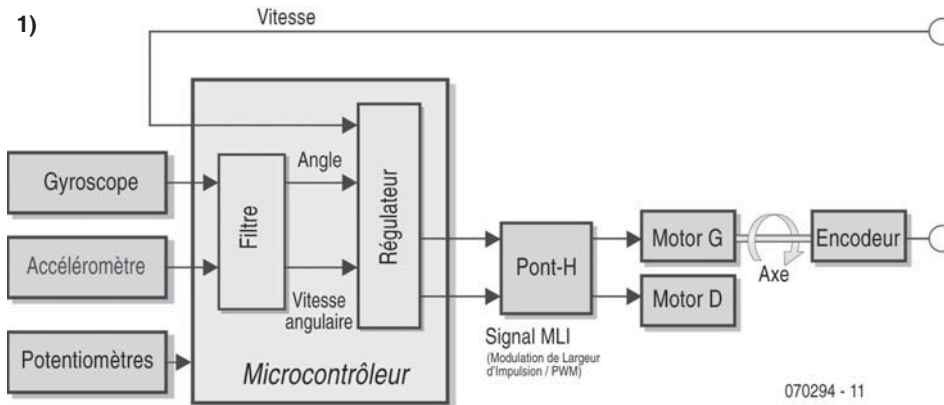
son point d'équilibre avec une certaine vitesse angulaire. La régulation doit pouvoir anticiper sur ce point ; cette vitesse angulaire est donc une grandeur indispensable à la régulation du robot. Nous en arrivons enfin à la vitesse de déplacement du robot, puisque l'objectif est de pouvoir maîtriser la position du robot. En ramenant ces trois grandeurs aux moteurs, il est possible de régler la stabilité du robot (voir l'équation 2). Vous pouvez retrouver les bases physiques de cette stratégie de régulation dans [1]. Vous y retrouverez également les équations de mouvement qu'elles impliquent.

### Capteurs

Pour accéder aux grandeurs que nous avons mentionnées plus haut, on utilise le plus souvent un capteur d'accélération et un gyroscope.

Un capteur d'accélération permet de mesurer l'accélération à laquelle le capteur est soumis. Cette accélération est déterminée en fonction de son sens. Nous prendrons comme exemple ADXL202 de Analog Devices qui est assez couramment utilisé. Ce capteur peut mesurer l'accélération dans deux directions perpendiculaires entre elles. Comme ce capteur est aussi sensible à l'accélération statique de la pesanteur ( $g$ ), il est possible de déterminer, avec le capteur, l'angle que fait le robot avec l'horizontale. Les accélérations que le capteur détecte sont représentées sur la **figure 2** par les vecteurs  $a_{m1}$  et  $a_{m2}$ . Quand le capteur n'est soumis à aucune autre accélération, il n'est sensible qu'à l'angle qu'il fait avec la direction de l'accélération de la pesanteur (et l'accélération de la pesanteur elle-même, qui est constante). A partir du moment où le capteur est également soumis à une accélération dynamique ( $a$ ), il la détecte aussi. C'est le cas, par exemple, lorsque le robot avance ou recule. L'accélération résultante  $a_{m2}$  dépend alors de l'accélération dynamique, de l'accélération de la pesanteur et de l'angle. Vous voyez d'ici le problème que cela pose : au moment où le robot se déplace, on ne peut pas dériver directement du signal du capteur l'angle que fait le robot avec la verticale.

Un gyroscope permet de déterminer la vitesse angulaire à laquelle ce capteur se déplace. Le signal de sortie est directement proportionnel à la vitesse avec laquelle le capteur tourne autour de son axe. L'intégration de façon simple de ce signal permet de déterminer l'angle que fait le robot avec la verticale. Le problème est ici celui de la précision. Les erreurs s'additionnent. Avec une très petite erreur



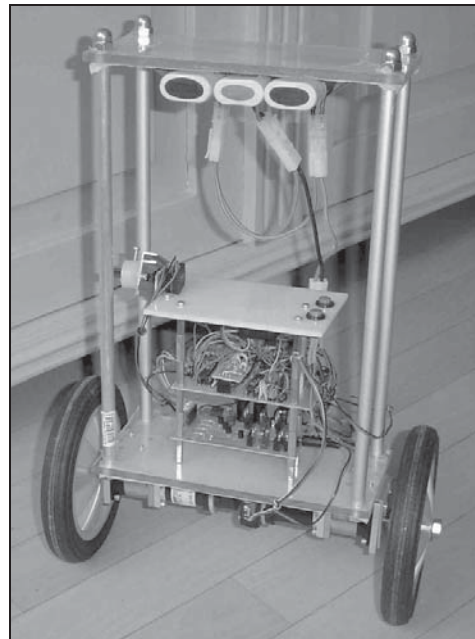
de mesure du capteur, disons de  $0,1^\circ/\text{s}$  par mesure, nous obtenons, après 100 mesures et intégration, une erreur de  $10^\circ$ . Nous pourrions construire un robot pendulaire qui ne comporte qu'un gyroscope comme capteur, mais nous le verrions après quelque temps se mettre à osciller et perdre sa stabilité. L'intégration amplifie la faible dérive de ce genre de capteur.

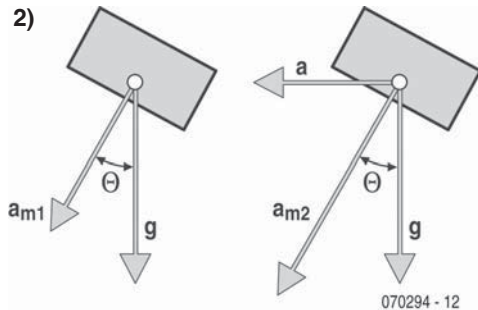
L'association d'un gyroscope et d'un capteur d'accélération permet d'échapper aux défauts des deux capteurs. On leur associe généralement un filtre dit « de Kalman ». Celui-ci fait la « somme » de la valeur mesurée par le gyroscope, de la valeur mesurée par le capteur d'accélération et de l'angle calculé lors du cycle de mesure précédent. Lors de la sommation, ces trois valeurs sont pondérées les unes par rapport aux autres. Les facteurs de pondération appliqués sont déterminés dynamiquement à l'équilibrage. Comme, la plupart du temps, les facteurs de pondération concourent rapidement vers une valeur, il est aussi possible de partir d'un rapport constant (équation 3). On détermine les facteurs de pondération pertinents au cours des mesures d'étalonnage.

Les moteurs d'un robot sont, d'ordinaire, pourvus de codeurs. Ceux-ci délivrent des impulsions en fonction de la rotation des moteurs. En comptant le nombre d'impulsions par unité de temps, et donc les intervalles de temps qui séparent les impulsions, il est possible de déterminer la vitesse de rotation des roues et, à partir de là, la vitesse du robot. La méthode qui fournit la meilleure précision est celle qui produit le plus grand nombre d'impulsions par tour de roue.

### Transmission et commande

La transmission est encore un point qui demande attention. Quand le robot se balance à l'équilibre, les moteurs commutent régulièrement d'avant en arrière et réciproquement. L'association de moteurs et d'engrenages ne se passe pas sans frottements et sans jeu. Quand la tension de commande des moteurs augmente, la transmission ne délivre pas son énergie directement, il y a un certain décalage. Beaucoup d'applications s'en accommodent mais, dans le cas d'un robot pendulaire, les passages par zéro sont fréquents et c'est autour du zéro que la régulation joue. En demandant au programme du





microcontrôleur de compenser le décalage dans la commande des moteurs, le robot gagnera beaucoup en stabilité. Les performances du robot, son aptitude à rester vertical, dépend également des performances des moteurs et des accumulateurs. Plus les moteurs pourront fournir d'énergie, mieux le robot pourra faire la preuve de ses talents d'équilibriste.

### Architecture

De nombreuses opérations doivent s'effectuer quasi simultanément dans la boucle de régulation du programme qui tourne sur le microcontrôleur. Cette boucle collecte les signaux des capteurs, effectue ses calculs et commande le robot. Il est, en outre, souvent souhaitable de communiquer en même temps avec un ordinateur, pour l'acquisition des données, par exemple. Il peut être, de plus, judicieux de ne pas prendre un seul processeur, même relativement puissant mais plusieurs processeurs plus petits qui délivrent leurs informations à un processeur central. On peut ainsi diviser les temps de mesure et de réglage, ce qui facilite un peu le travail de programmation.

### Addition des parties

Un robot pendulaire comporte de nombreux composants dont l'ensemble doit maintenir la machine à la verticale : capteurs, filtres éventuels, régulation, commande et transmission. Assembler et essayer ces composants en une seule fois est très ambitieux mais les chances de réussite sont plus élevées si les composants sont essayés et étalonnés séparément. Une bonne méthode, pour ce faire, consiste à ajouter provisoirement un petit bras supplémentaire au robot. Ce petit bras se fixe par une articulation comportant un potentiomètre. L'autre extrémité du petit bras est pourvue d'une roue qui s'appuie sur le sol. Quand le robot commence à perdre l'équilibre, la position du potentiomètre varie et donc sa résistance. La résistance du poten-

$T = 2\pi \sqrt{\frac{l}{g}}$	
T	Débattement pendulaire [s]
g	Accélération de la pesanteur [m/s <sup>2</sup> ]
l	Distance entre le point de rotation et le centre de gravité [m]

$PWM = k_1 \cdot \theta + k_2 \cdot \dot{\theta} + k_3 \cdot v$	
$\theta$	Angle de positionnement du robot [°]
$\dot{\theta}$	Vitesse de variation de l'angle [°/s]
PWM	Pilotage des moteurs 0-100%
v	Vitesse du robot [m/s]
$k_1$ à $k_3$	Facteurs de contre-réaction, constante

$\theta_B[n] = k_4 \cdot \theta_B[n-1] + k_5 \cdot \dot{\theta}_G[n] + k_6 \cdot \theta_v[n]$	
$\dot{\theta}_G[n]$	Vitesse angulaire déterminée par le gyroscope [°/s]
$\theta_B[n]$	Angle du robot, calculé lors de la mesure n [°]
$\theta_v[n]$	Angle du robot, déterminé par le capteur d'accélération lors de la mesure n [°]
$\theta_B[n-1]$	Angle du robot, calculé lors de la mesure n-1 [°]
$k_4$ à $k_6$	Constantes

tiomètre est proportionnelle à l'angle que fait le robot avec la verticale et peut donc être utilisée à des fins d'étalonnage. Il est, en outre, important de choisir un potentiomètre dont l'axe tourne facilement.

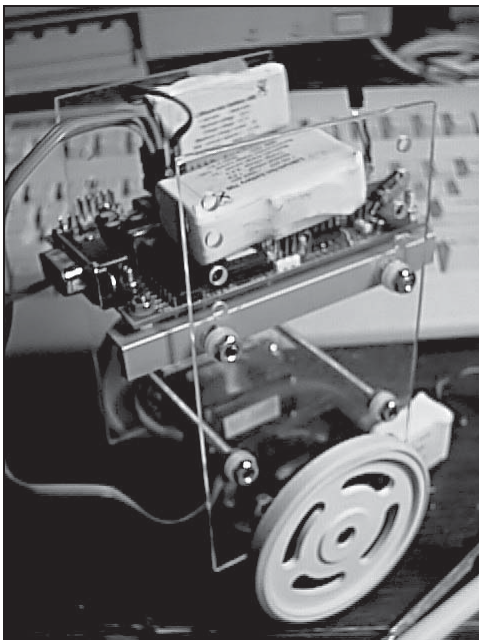
La régulation constitue une première étape. Comme nous disposons, avec le petit bras, d'une mesure de l'angle, nous pouvons essayer la régulation et régler le robot. Comme nous l'avons dit, une rétroaction de l'angle que fait le robot avec la verticale, la vitesse angulaire et la vitesse de progression du robot sont nécessaires pour sa régulation. Il est possible de déterminer théoriquement les facteurs de rétroaction concernés. Les calculs demandent toutefois une description physique complète du robot et la connaissance du comportement des moteurs. Il est plus simple de déterminer ces facteurs expérimentalement. On peut le faire, par exemple, en connectant plusieurs potentiomètres analogiques ou numériques au microcontrôleur. Le programme qui tourne sur le microcontrôleur lit la position des potentiomètres et convertit les valeurs correspondantes en facteurs de rétroaction. On peut ensuite

régler en s'armant de beaucoup de patience. Une première étape consistera, par exemple, à amplifier le facteur de rétroaction de l'angle. Si ce facteur est trop petit, le robot réagira trop lentement ; s'il est trop grand, le robot se balancera rapidement autour de son point d'équilibre. Dans le dernier cas, on peut réduire ce facteur de rétroaction et augmenter celui de la vitesse. Le robot gagnera ainsi rapidement en stabilité. On peut terminer en amplifiant la rétroaction de la vitesse. Cette amplification permettra au robot de mieux tenir sur place. Une trop grande rétroaction de cette grandeur déstabiliserait toutefois le robot.

Vient ensuite l'étalonnage des capteurs. Les valeurs de mesure des capteurs (gyroscopie, capteur d'accélération) peuvent être lues par l'ordinateur par l'intermédiaire du microprocesseur. Les capteurs qui fournissent leur information par un signal modulé en largeur d'impulsion sont très valables ici. En comparant le résultat de la mesure d'un tel capteur avec celui du potentiomètre sur lequel est monté le petit bras, on peut en déduire facilement l'angle et la vitesse angulaire. Pendant l'étalonnage il n'est pas indispensable que le robot soit motorisé. On peut donc couper le moteur et faire aller et venir manuellement le robot de façon à faire varier angle et vitesse angulaire et procéder à l'étalonnage. Lors

de l'étalonnage du capteur d'accélération il est recommandé de faire aller et venir le robot lentement de façon à maintenir l'accélération dynamique aussi petite que possible pour ne plus avoir affaire qu'à l'accélération de la pesanteur.

Le calcul de l'angle et de la vitesse angulaire constitue une dernière étape : on combine ici la mesure des capteurs de façon à pouvoir obtenir par approximation l'angle que le robot fait avec la verticale et la vitesse à laquelle cet angle varie. Nous décrivons dans cet article quelles opérations de calcul le permettent. On peut déterminer les facteurs de pondération en déplaçant le robot pendant un certain temps (une minute, par exemple) tout en collectant les résultats de mesure des capteurs (capteur d'accélération, gyroscopie et potentiomètre du petit bras). On détermine ensuite sur le PC les facteurs de pondération avec un tableur.



#### Liens Internet

[1] <http://robotics.ee.uwa.edu.au/theses/2003-Balance-Ooi.pdf>  
(néerlandais)

Ce document concerne un document de fins d'études, période au cours de laquelle fut réalisé un robot pendulaire. L'étude entre dans le détail des modèles physiques et mathématiques du problème.

[2] <http://leiwwww.epfl.ch/joe/>  
Ecole Polytechnique de Lausanne. Comporte un certain nombre de petits films intéressants.

[3] [www.geology.smu.edu/~dpa-www/robo/nbot/](http://www.geology.smu.edu/~dpa-www/robo/nbot/)  
Il s'agit là du site Web de D. Anderson, le concepteur du NBOT.

[4] [www.dena.demon.nl](http://www.dena.demon.nl)  
Site Web néerlandais décrivant la réalisation d'un robot pendulaire.

[5] [www.segway.nl](http://www.segway.nl)  
Importateur du Segway.

[6] [www.sparkfun.com](http://www.sparkfun.com)  
Fournisseur de circuits imprimés dotés d'un capteur d'accélération et d'un gyroscopie.

(070294-1)

David den Boer

## 161 Bolo

MÉCANIQUE



Bolo est un robot en quête de lumière, bien calfeutré dans une sphère en plastique. L'avantage de la boule, c'est que si elle se cogne, elle peut toujours revenir en arrière par le même chemin. Si nous enfermons un robot dans un ballon, il pourra se promener librement et se dégager s'il a heurté un obstacle.

### Propulsion

Pour que le robot arrive à faire avancer la boule, nous avons glissé sur l'axe de chaque moteur un morceau de tuyau de valve de bicyclette, question de lui donner du *grip*. Les axes reposent directement sur la surface intérieure de la sphère. En outre, le robot dispose d'une roue auxiliaire faite d'une perle de plastique. Au sommet du robot, il a encore un arceau ample destiné à le faire toujours retomber sur ses pattes, même après avoir été cataulté.

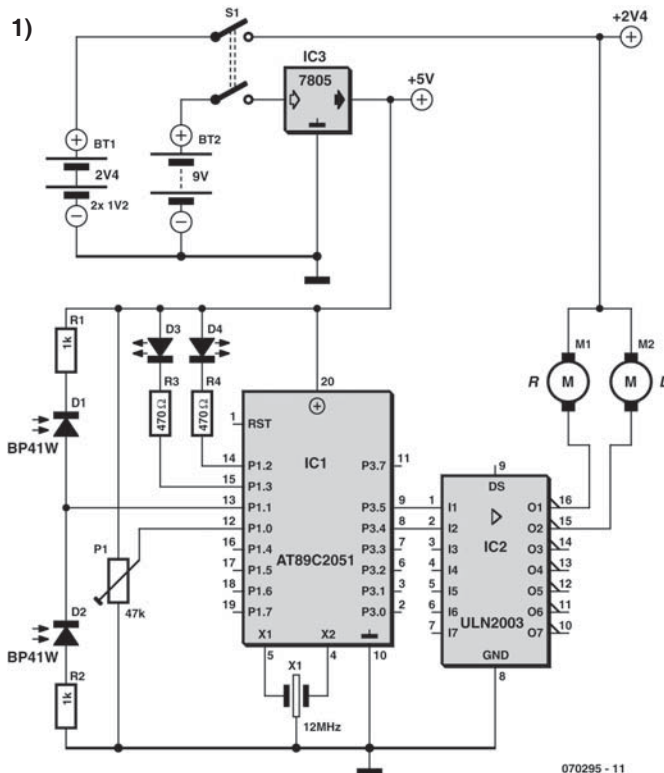
### Les moteurs

Le régime des moteurs est élevé. Si nous voulons faire tourner le robot en permanence, il traversera très vite l'espace disponible. C'est pourquoi les moteurs s'allument une

seconde puis s'arrêtent une seconde. Ensuite, on mesure la lumière pour décider dans quelle direction tourner pendant une seconde.

### Électronique

Le processeur choisi est un 89C2051. Il contient entre autres un comparateur dont nous allons avoir besoin. Comme cellules photosensibles, nous utilisons des photodiodes BPW41, deux en série. Le point commun se branche à l'une des entrées du comparateur. En série avec chaque BPW41, il y a une résistance de 1 k $\Omega$  pour limiter le courant dans les diodes quand elles sont exposées à une lumière intense. Sur la deuxième entrée du comparateur, un potentiomètre de 47 k $\Omega$  permet de régler la direction de sensibilité. Deux yeux sous la forme de LED sont reliés par une résistance de 470  $\Omega$  au processeur. Celui-ci commande les deux moteurs par l'intermédiaire de transistors Darlington. Comme nous n'en avons pas sous la main, le prototype a été construit avec un circuit intégré contenant un réseau





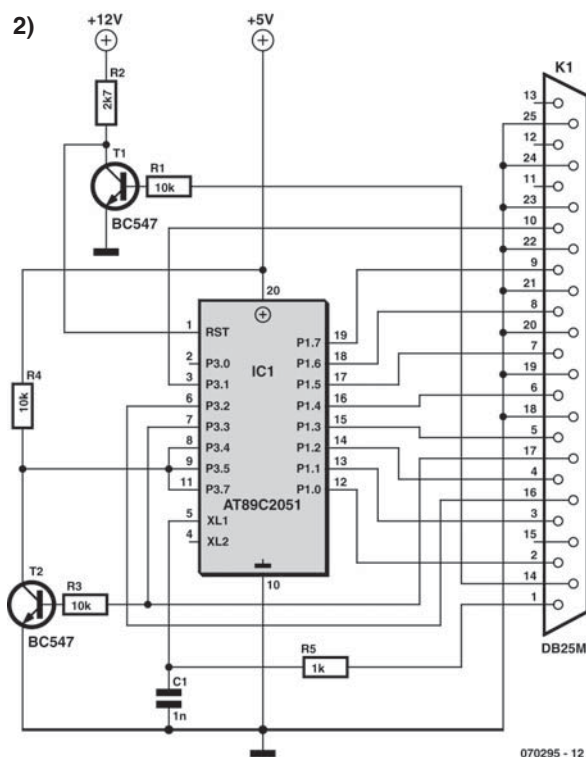
de sept transistors Darlington, un ULN2003, mais nous n'en utilisons que deux. S'il fallait davantage de puissance, on pourrait simplement brancher en parallèle leurs entrées et sorties. Les moteurs sont alimentés par deux piles AAA en série, le reste de l'électronique, par un bloc de 9 V, suivi d'un régulateur de tension 7805. Un interrupteur double permet de commuter ensemble les deux tensions. Si les deux systèmes étaient alimentés par une seule source, l'enclenchement des moteurs pourrait provoquer un bref creux de tension qui provoquerait une mise à zéro du processeur. Pour éviter ce souci, il est raisonnable de garder les deux systèmes séparés.

## Comportement et extension

Un développement possible est l'adjonction d'un récepteur RC5 qui permettrait de piloter le robot par une télécommande « ordinaire » et l'envoyer dans une direction donnée, ou de sélectionner différents algorithmes (par exemple rechercher la lumière, la fuir ou agir au hasard). On peut imaginer des tas de comportements pour un robot. Dans le compilateur utilisé pour ce processeur, BASCOM-8051, il y a une instruction spéciale pour la réception de signaux RC5. Facile donc de l'intégrer. Pour le moment, Bolo ne réagit qu'en chercheur de lumière.

## Programmation

Un simple programmeur suffit à transférer le code dans le 89C2051. BlowIt est un programmeur qui se compose en tout et pour tout des régulateurs de tension, deux transistors, quelques résistances et condensateurs [1]. Il y a aussi, bien sûr, un support de puce à 20 broches et un connecteur sub-D à 25 contacts. On peut tout assembler sur une petite platine perforée. L'auteur y a ajouté lui-même un transistor et une LED pour voir quand les données



sont transmises au microcontrôleur. On trouve sur Internet le schéma de BlowIt accompagné de nombreuses informations. Un programmeur facile à commander à l'aide de BASCOM-8051 ou BASCOM-LT. Le programme pour Bolo est disponible au téléchargement sur le site web d'Elektor (EPS070295-11).

## Lien Internet

[1] [www.geocities.com/  
dinceraydin/8051/index.html](http://www.geocities.com/dinceraydin/8051/index.html)

(070295-1)

Abraham Vreugdenhil

## CAPTEURS

Lorsque l'on fait ses premières armes en robotique, on est généralement pressé de réaliser un robot mobile qui dispose d'une certaine autonomie. C'est dans ce but que nous avons rédigé cet article qui va vous permettre, en un temps record, de réaliser un

robot mobile capable de détecter et d'éviter les obstacles. Bien sûr, compte tenu de la relative simplicité des solutions employées, il pourra assez facilement être pris en défaut mais, sous réserve que vous preniez quelques précautions quant aux

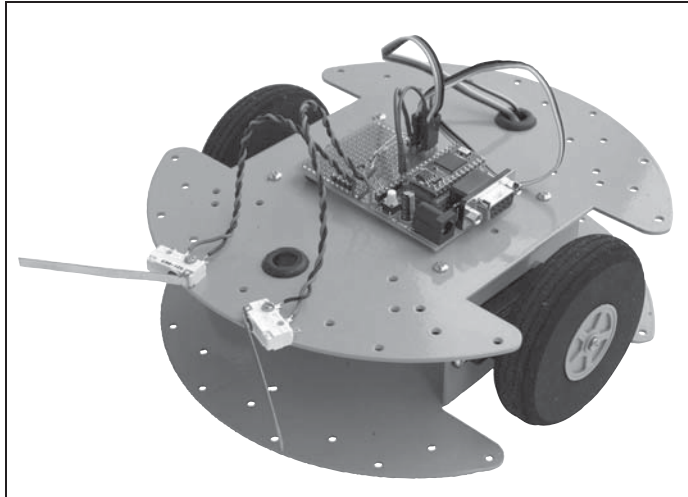
obstacles qui risqueront de se trouver sur son chemin, il fera déjà « son petit effet ». De plus, vous pourrez utiliser cette base de départ comme tremplin pour vos propres développements.

Afin de résoudre les problèmes mécaniques, qui posent souvent problèmes à nombre de roboticiens amateurs, nous avons fait appel à une base « Rogue Blue » ([www.rogue-robotics.com](http://www.rogue-robotics.com)) vendue en kit et très facile à assembler sans outil spécial. En outre, ce kit est distribué en France par Lextronic ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)) qui peut le livrer dans tous les pays frontaliers.

Comme vous pouvez le voir sur la photo, elle se compose de deux platines circulaires prédécoupées pouvant recevoir, en guise de moteurs de traction, deux servos de radiocommande. Ces derniers, fournis avec la base, sont déjà modifiés comme expliqué par ailleurs dans ce numéro, afin de leur permettre de tourner de façon continue. Deux roues à pneus de grand diamètre sont également livrées et se fixent directement sur les axes des servos, tandis que l'avant et l'arrière de la plaque inférieure du robot reçoivent des patins en téflon faisant office de roue folle, appelée encore roue jockey.

Du Velcro adhésif permet de sécuriser un bloc support de piles ou de batteries rechargeables entre les deux platines circulaires, ce qui laisse libre l'intégralité de la platine supérieure pour recevoir l'électronique. Compte tenu de la tension d'alimentation des servos et de l'électronique, nous avons utilisé un bloc support pour quatre piles de 1,5 V au format R6 ce qui permet d'y placer également des batteries NiMH de mêmes dimensions en cas d'usage intensif.

Afin de permettre une mise en œuvre rapide de notre robot, nous avons fait appel à un détecteur d'obstacles à « moustaches ». Pour cela, deux microinterrupteurs à levier long, ou deux microinterrupteurs à levier ordinaire sur lesquels on soude un petit morceau de corde à piano de quelques cm de long, font l'affaire et sont placés sur la platine supérieure, de façon à former entre eux un angle de 45 à 60° environ dont la bissectrice est l'axe avant – arrière



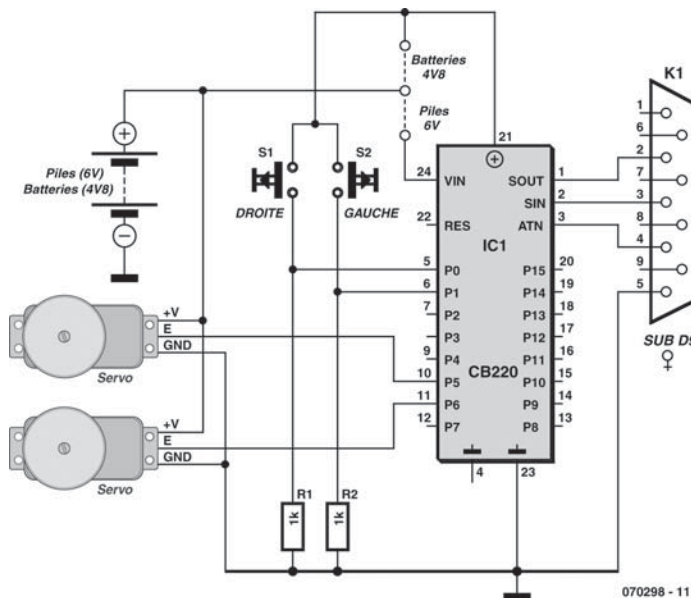
du robot. On dispose ainsi d'un détecteur d'obstacles à l'avant gauche et d'un autre à l'avant droite.

L'intelligence du robot est confiée à un module Cubloc CB 220 de Comfile Technology (voir pages centrales de ce même numéro) ce qui nous permet tout à la fois d'écrire un programme très simple et de réaliser un schéma électronique qui l'est tout autant, comme vous pouvez le constater à l'examen de la figure.

Les ports P0 et P1 du Cubloc sont programmés en entrées et reçoivent les informations émanant des détecteurs d'obstacles. Elles sont donc au niveau bas en temps normal et au niveau logique haut lorsque l'une ou l'autre des moustaches est activée, c'est-à-dire en présence d'un obstacle.

Les ports P5 et P6 sont quant à eux programmés en sorties et commandent les servos de propulsion. Le choix de ces ports est impératif car l'instruction de génération de signaux PWM du Cubloc que nous allons utiliser ne peut fonctionner qu'avec eux. L'alimentation des servos a lieu directement à partir du bloc de 4 piles de 1,5 V tandis que, pour le Cubloc, nous utilisons son entrée VIN afin de bénéficier de la régulation interne à 5 V dont il dispose. Par contre, si vous faites appel à des batteries NiMH à la place des piles, il faut utiliser l'entrée VDD pour alimenter le Cubloc car la tension disponible dans ce cas n'est plus que de 4,8 V.

Le connecteur DB9 est destiné à raccorder le Cubloc à un PC afin de le programmer avec le logiciel que nous allons vous proposer dans un instant. Compte tenu de la simplicité du schéma, le montage



vitesse dans un sens pour des impulsions de 2 ms et à pleine vitesse dans l'autre pour des impulsions de 1 ms. Notez également que, comme les servos sont montés à l'inverse l'un de l'autre dans la base Rogue Blue, il faut les faire tourner en sens inverse l'un de l'autre pour faire avancer ou reculer le robot. En raison de leurs tolérances mécaniques et électriques, l'arrêt n'est pas toujours obtenu exactement pour des impulsions de 1,5 ms. Il vous sera donc peut-être nécessaire de retoucher le premier paramètre des instructions PWM (3410 dans cet exemple).

pourra être réalisé sur une plaquette perforée ou encore sur une platine de test CB220-Proto qui dispose déjà d'origine de ce connecteur pré-câblé.

Le logiciel nécessaire à la commande de cet ensemble est très simple, même pour quelqu'un qui n'a que de faibles notions de programmation. Le langage Basic du Cubloc est en effet tout à la fois simple est très puissant. Son listing source est à votre disposition sur le site Internet d'Elektor ainsi que sur celui de l'auteur ([www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)) mais il est tellement court que vous pouvez aussi le saisir directement dans l'éditeur de Cubloc Studio qui est l'outil de développement (gratuit) du Cubloc. Cet outil est téléchargeable sur [www.comfiletech.com](http://www.comfiletech.com) ou [www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr).

Ce listing se laisse très facilement analyser. Après avoir défini le type de Cubloc utilisé et le sens de fonctionnement des ports P0, P1, P5 et P6, on définit également une variable appelée obstacle. Le programme principal peut alors commencer sous forme d'une boucle Do Loop permanente.

On commence par tester le passage au niveau haut de l'un ou l'autre des ports P0 et P1 et, si c'est le cas, le robot est arrêté au moyen des deux instructions PWM qui suivent. Compte tenu du fait que l'on utilise des servos de radiocommande modifiés, rappelons qu'ils sont arrêtés lorsqu'ils reçoivent des impulsions de 1,5 ms ; qu'ils tournent à pleine

Une fois le robot arrêté, on teste si c'est la moustache gauche ou la droite qui a été actionnée et on positionne en conséquence la variable obstacle. Un dernier test vérifie si les deux moustaches ont été actionnées simultanément et, dans l'affirmative, ce qui signifie que le robot a rencontré un obstacle frontal, une marche arrière est provoquée (impulsions de 2 ms sur un servo et de 1 ms sur l'autre).

La variable obstacle est ensuite analysée au moyen d'un select case que le puissant Basic du Cubloc a emprunté au langage C. Si la variable obstacle vaut 0, aucun obstacle n'a été rencontré et notre robot part en marche avant. Si la variable obstacle vaut 1 ou 2, un obstacle a été rencontré à droite ou à gauche et un demi-tour en sens inverse est donc exécuté. Par contre, si la variable obstacle vaut 3, un obstacle frontal a été rencontré et le robot fait un demi-tour complet.

Attention ! Selon ce que vous aurez appelé avant ou arrière et gauche ou droite sur votre robot personnel, il se peut que vous ayez à permuter les instructions PWM successives du listing que nous venons de présenter pour qu'elles provoquent bien les mouvements attendus.

Il se peut également que vous ayez à retoucher le premier paramètre des diverses instructions PWM. Nous vous avons expliqué pourquoi ci-dessus pour l'arrêt mais le même phénomène se manifeste pour la rotation des servos à pleine vitesse dans un sens

### Listing source complet du programme de gestion du robot détecteur d'obstacles

```

` Robot détecteur d'obstacle sur base Rogue Blue

Const Device = CB220
Dim Obstacle As Byte

Input 0
Input 1
Low 5
Low 6
Delay 1000

Do
If In(0)=1 Or In(1)=1 Then
Pwm 1,3410,32768
Pwm 0,3410,32768
Pause 800
If In(0) = 1 Then
Obstacle = 1
Else
Obstacle = 2
End If

If In(0) = 1 And In(1)= 1 Then
Obstacle =3
End if
Pwm 1,3590,32768
Pwm 0,3195,32768
Pause 1500
Else
Obstacle = 0
End If

` Interprétation de la variable Obstacle
Select Case Obstacle
Case 0
Pwm 0,3590,32768
Pwm 1,3195,32768
Case 1
Pwm 0,3600,32768
Pwm 1,3600,32768
Pause 1000
Case 2
Pwm 1,3180,32768
Pwm 0,3180,32768
Pause 1000
Case 3
Pwm 0,3750,32768
Pwm 1,3750,32768
Pause 1500
End Select
Loop

```

ou dans l'autre. Si votre robot se déplace « de travers » lorsqu'il roule en marche avant ou en marche arrière, c'est tout simplement que les servos ne tournent pas à la même vitesse pour des impulsions de la même largeur. Il suffit alors de retoucher délicatement le premier paramètre de l'une ou l'autre des instructions PWM pour parvenir au bon résultat. Ne vous en privez pas, la mémoire de programme du Cubloc est reprogrammable quasiment à l'infini (10000 cycles minimum garantis par le fabricant du microcontrôleur qui l'équipe !).

Après un certain temps d'utilisation, vous vous rendrez sans doute compte des limitations de ce robot. Libre à vous alors de le faire évoluer en lui ajoutant, par exemple, des détecteurs d'obstacles du même type mais à l'arrière, un détecteur d'obstacles lointains à ultrasons, une fonction de suivi de ligne, etc. Ce numéro d'Elektor devrait déjà vous fournir quelques bonnes idées de départ pour cela.

(070298-I)

C.Tavernier

## 163 Robots moustachus

CAPTEURS

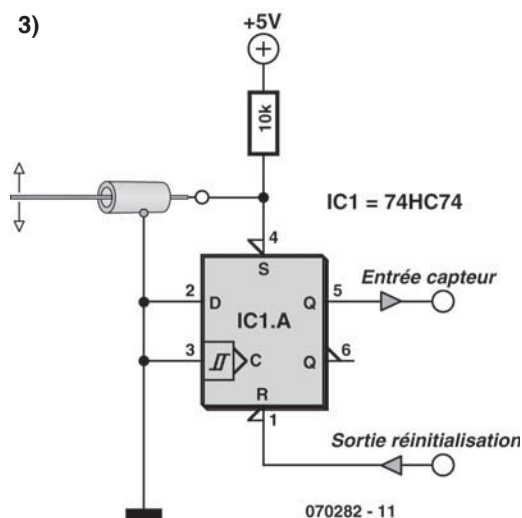
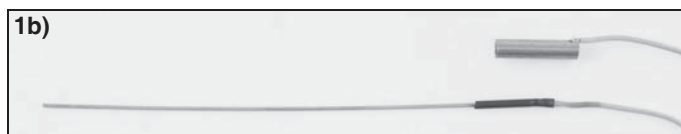
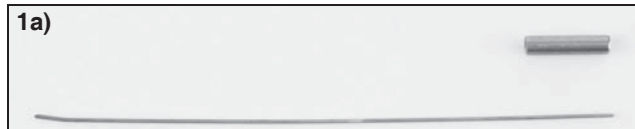
Lorsque la télédétection avec caméras vidéo, infrarouge ou ultrasons jette l'éponge, il est temps de se tourner vers les bons vieux capteurs tactiles. Ces « palpeurs » fonctionnent comme les antennes (*feelers*) ou moustaches (*whiskers*) dans le règne animal et servent à explorer l'environnement rapproché. En cas de contact, un capteur de ce genre transmet un signal au robot signifiant qu'il y a « quelque chose » là.

Il est possible de réaliser des capteurs tout à la fois sensibles et stables basés sur des cordes de guitare en acier. Celles-ci tout en étant très flexibles, sont aussi conductrices. Le principe ne pourrait pas être plus simple : Le morceau de fil passe par un manchon métallique. Le fil se plie en cas de contact avec l'environnement et entre en contact électrique avec le manchon. Le mode de réponse et la sensibilité sont principalement déterminés par la longueur et l'épaisseur du morceau de corde.

La réalisation ne constitue pas un obstacle insurmontable, même en cas d'allergie à la mécanique. Procédons comme dans la **figure 1** :

1. Couper un morceau de corde de guitare (8 à 10 cm suffisent) et scier environ 2 cm d'un tube en laiton ( $\varnothing$  4 mm) ; ébarber l'intérieur et l'extérieur de ce dernier.
2. Souder un fil torsadé à une extrémité du petit tube en laiton et un autre fil torsadé à l'extrémité de la corde de guitare. Isoler le point de soudage sur la corde au moyen d'une gaine rétractable.
3. Déplacer la corde dans la gaine pour que seule une longueur d'environ 10 mm soit isolée à l'extrémité du manchon. Fixer la corde au centre au moyen d'adhésif à chaud. Ne pas laisser trop d'adhésif pénétrer dans le manchon.

Le résultat devrait ressembler à la **figure 2**. Il n'est pas interdit de se livrer à quelques expériences...



La moustache du robot n'est en principe rien d'autre qu'un interrupteur de contact. Pour détecter la collision la plus légère, il est recommandé de déclencher une bascule au moyen de la « moustache » comme dans la **figure 3**. Le microcontrôleur du robot peut lire le résultat en toute tranquillité avant de réinitialiser la bascule.

(070282-I)

Alexander Wiedekind-Klein



## 164 Commande de moteurs pas à pas

ACTIONNEURS

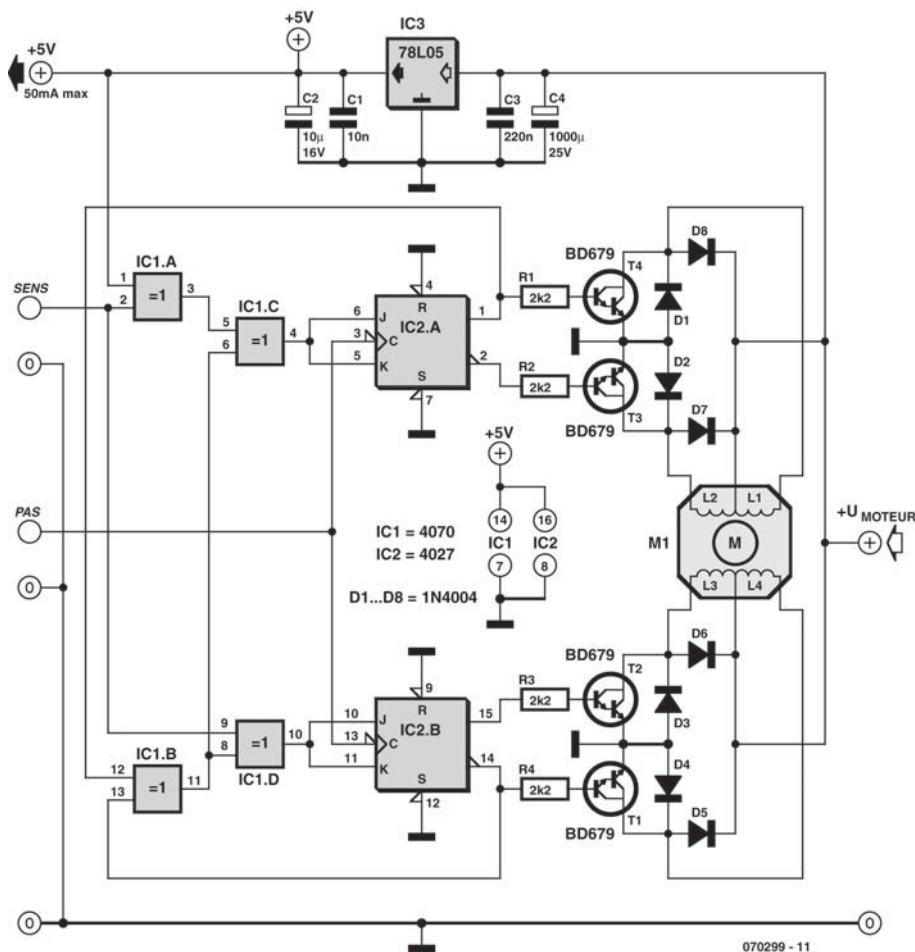
### Sans circuit spécialisé

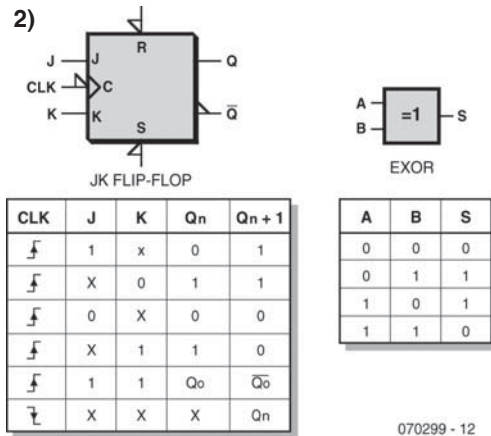
Très utilisé en robotique où il est un concurrent direct des moteurs à courant continu et autres servos de radiocommande, le moteur pas à pas souffre cependant de la relative difficulté que l'on rencontre pour le commander. En effet, contrairement à ses homologues à courant continu qui tournent dès qu'ils sont alimentés, le moteur pas à pas demande une succession d'impulsions appliquées à ses diverses bobines pour le faire tourner. En contrepartie, et sous réserve que l'on ne dépasse pas ses possibilités mécaniques, le nombre d'impulsions appliquées à ses bobines correspond au nombre de pas élémentaires accomplis par le moteur. On dis-

pose donc ainsi d'une information de positionnement quasi automatique, impossible à obtenir avec un moteur à courant continu.

Dans nombre de robots qu'il nous a été donné d'observer, la commande du ou des moteurs pas à pas était confiée à un circuit spécialisé, au premier rang desquels se trouve le L293 de ST Microelectronics qui, malgré son âge, reste toujours d'actualité. De nombreuses autres solutions existent pourtant, telle que la commande directe par un des ports du microcontrôleur qui pilote le robot ou bien encore celle que nous vous proposons de découvrir maintenant et qui se contente de... deux circuits logiques CMOS standards.

1)





Tableau

Numéro de pas	1	2	3	4
Bobine 1	1	1	0	0
Bobine 2	0	0	1	1
Bobine 3	1	0	0	1
Bobine 4	0	1	1	0

Cela se voit très bien à la lecture de la table de vérité de la **figure 2**. Si l'entrée A est à « 0 », le signal appliqué sur l'entrée B se retrouve identique à lui-même en sortie (0 donne 0 et 1 donne 1). Par contre, si l'entrée A est à « 1 », le signal appliqué sur l'entrée B se retrouve inversé en sortie (0 donne 1 et 1 donne 0). Nous n'avons rien écrit là de bien nouveau mais nous avons tenu à préciser cette interprétation de la table de vérité du OU exclusif utilisée comme un inverseur programmable car nous avons remarqué que vous étiez nombreux à ne pas la connaître (ou à l'avoir oubliée !).

Ceci étant, la partie réellement active du circuit est constituée par les deux bascules J-K IC2A et IC2B. La **figure 2** rappelle la table de vérité de ces bascules ; table de vérité qui se simplifie ici compte tenu du fait que J et K sont toujours toutes deux au même niveau. Lorsque ces entrées sont à « 1 », les bascules changent d'état pour chaque impulsion d'horloge, c'est à dire en fait pour chaque impulsion appliquée à l'entrée PAS. Dans le cas contraire, c'est à dire lorsque J et K sont toutes deux à « 0 », les sorties Q et  $\bar{Q}$  conservent leur état précédent.

Si vous doutez encore que cela génère bien les chronogrammes correspondant au tableau ci-dessus, armez-vous d'un papier quadrillé 5 × 5, d'un crayon, de patience et dessinez les chronogrammes des signaux fournis, lorsque SENS est à un niveau que vous choisirez arbitrairement.

L'étage de puissance, quant à lui, est réalisé au moyen de transistors bipolaires, protégés des surtensions générées par la commutation du courant dans les bobines des moteurs grâce aux diodes D1 à D8. Avec les transistors utilisés, il est possible de commuter des courants pouvant atteindre 3 A, ce qui laisse beaucoup de souplesse quant au choix du moteur pas à pas.

La partie logique du montage est alimentée sous une tension fixe de 5 V, stabilisée par IC3, ce qui rend les entrées PAS et SENS compatibles TTL. On peut également utiliser cette tension pour alimenter le

Comme vous le savez peut-être déjà, il existe en fait deux types de moteurs pas à pas : les moteurs unipolaires et les moteurs bipolaires. Alors que les premiers se contentent de simples impulsions envoyées à leurs quatre bobines, les seconds nécessitent une inversion de la polarité des signaux appliqués à celles-ci. Afin de ne pas compliquer outre mesure notre schéma, nous l'avons donc conçu pour des moteurs unipolaires dont le tableau ci-dessous rappelle le « chronogramme » de fonctionnement.

La lecture des colonnes de ce tableau de 1 vers 4 correspond à la rotation du moteur dans un sens, alors que le parcours de 4 vers 1 inverse le sens de rotation. Chaque colonne de ce tableau correspond à un pas mécanique du moteur ; pas qui varie de 1,8° à 7,5° selon le type de moteur choisi.

Ceci étant précisé, le schéma de notre contrôleur sans circuit intégré spécialisé, présenté **figure 1**, est très simple puisque son « intelligence » se limite en fait à deux circuits logiques IC1 et IC2, en l'occurrence de simples portes OU exclusif et deux bascules J-K, tandis que l'étage de puissance est confié à de vulgaires transistors bipolaires passe-partout.

Les impulsions destinées à faire avancer le moteur doivent être appliquées à l'entrée PAS. Chaque impulsion fait avancer le moteur d'un pas dans un sens ou dans l'autre ; sens qui est déterminé bien entendu par l'état de l'entrée SENS. Cette dernière agit sur les portes OU exclusif IC1a et IC1d qui sont utilisées ici en inverseurs programmables.

Rappelons en effet qu'une porte OU exclusif peut être considérée, vis à vis d'une de ses entrées, comme une porte qui inverse ou non le signal qui la traverse en fonction de l'état de son autre entrée.

circuit qui précède le contrôleur sous réserve de ne pas dépasser une cinquantaine de mA avec le régulateur choisi.

Si votre moteur est alimenté sous 6 V, il est conseillé de remplacer IC3 par un LM2936Z5 par exemple, qui est un régulateur 5 V à faible chute de tension. En effet, pour pouvoir fonctionner correctement, le 78L05 prévu d'origine pour IC3 demande près de 2 V entre entrée et sortie, ce qui est évidemment impossible à obtenir avec une tension d'alimentation du moteur de 6 V.

Toujours à propos de la tension d'alimentation du moteur, notez qu'elle peut atteindre 24 V si nécessaire. Tant que le courant consommé par le moteur

ne dépasse pas l'ampère, les transistors n'ont pas besoin de radiateur alors que celui-ci devient conseillé au delà. Sa surface peut toutefois se limiter à quelques cm<sup>2</sup> puisque les transistors fonctionnent ici en commutation et dissipent donc une puissance relativement faible.

#### Fiche de caractéristiques du L293

[www.st.com/stonline/books/pdf/docs/1328.pdf](http://www.st.com/stonline/books/pdf/docs/1328.pdf)

(070299-I)

B.Broussas

## 165 Antieu-robot

MÉCANIQUE

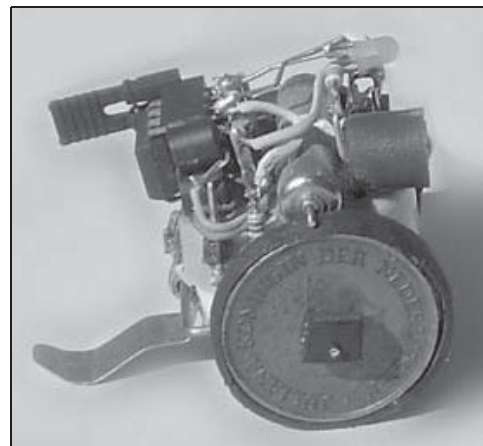
Le nom de ce robot est un jeu de mots qui ne casse pas trois pattes à un canard, mais acceptable de la part d'un électronicien. En déplaçant le trait d'union, on lit anti-euro ; cela renvoie aux roues, faites de pièces hollandaises démonétisées du fait de l'euro. Que dire de plus ? Que le montage est plus astucieux que le titre.

Les caractéristiques de ce robot se résument en effet à « petit et astucieux ». Quelle est la plus petite taille possible pour un robot autonome ?

Pour commencer il faut de petits moteurs. Ainsi vint à l'auteur l'idée d'utiliser des moteurs de vibreur de téléphone portable. Ces moteurs sont minuscules et tournent très vite. Dans son état d'origine, le moteur porte souvent un excentrique qui produit les vibrations. On l'enlèvera sans peine avec un pince coupante.

Le pilotage de chaque moteur est confié à un simple transistor BC557 ou BC537. Les bases sont bloquées par une résistance de 10 kΩ. Il nous faudra aussi un petit microcontrôleur, naturellement. La famille AVR propose un type à 8 broches, le 90S2343. En plus des broches d'alimentation et de la broche de remise à zéro, il reste cinq broches d'entrée/sortie. Cela paraît peu, mais un robot simple n'a pas besoin de grand chose.

Le plus gros problème est celui de la source d'énergie. Nous avons choisi un accu NiMH de 3,6 V 160 mA, de petites dimensions. Cet accu est utilisé comme un châssis qui porte le reste de robot.



Ensuite, nous avons besoin d'un capteur pour détecter les obstacles. Ce sera un capteur infrarouge IS471F. Il réagit à un signal infrarouge émis par une LED infrarouge, commandée par le capteur lui-même.

Enfin il faut des roues. Ce seront des pièces de cinq centimes de florin, la monnaie hollandaise d'avant l'euro. D'où le titre. Nous en collons deux et nous perçons l'assemblage d'un trou de 1mm pour l'axe. Une tranche de chambre à air de vélo sert de bandage élastique, collé sur la jante. L'embout d'un ballon de baudruche peut aussi assurer l'adhérence au sol.

Si on fait rouler le robot trop vite et qu'on l'arrête, sa hauteur et son poids risquent de le faire capoter.



une partie de la lumière émise par la LED sur la photodiode ou le phototransistor et la présence d'un signal en sortie de ce dernier indique alors la proximité de cet obstacle.

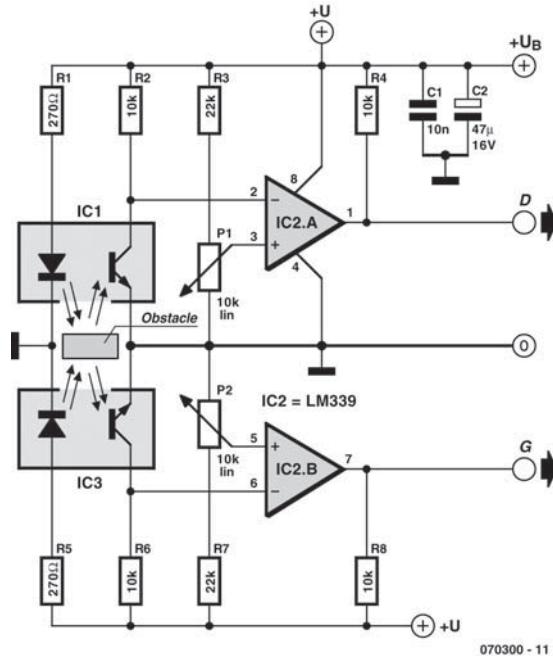
La distance jusqu'à laquelle le procédé fonctionne correctement dépend bien évidemment de nombreux facteurs : puissance lumineuse émise par la LED, sensibilité du capteur mais aussi et surtout qualités réfléchissantes de l'obstacle. Un chat noir sera ainsi beaucoup moins facilement détecté qu'un mur blanc !

Notez, pour répondre à une question fréquemment posée en cours de robotique, que ce principe fonctionne aussi bien en lumière visible qu'avec des infrarouges mais que l'usage de ces derniers permet tout simplement d'éviter, dans une certaine mesure, l'éblouissement du capteur par la lumière ambiante. Bien sûr, si vous utilisez un robot muni d'un tel capteur en plein soleil ou sous un projecteur halogène, cet effet anti-éblouissement risque d'être assez peu efficace vu la richesse en rayonnement infrarouge de telles sources !

Notez également que ce système n'est pas un télémètre et qu'il est donc incapable de donner la moindre information de distance par rapport à l'obstacle. En effet, le seul paramètre lié à cette distance est l'amplitude du signal réfléchi, mais celle-ci dépend aussi, et dans une très large mesure, des propriétés réfléchissantes de l'obstacle (pensez au chat noir et au mur blanc évoqués ci-dessus).

Ceci étant vu, sachez que notre détecteur est capable de fonctionner dans une plage qui s'étend de quelques mm à une vingtaine de mm environ selon le type de capteur utilisé. En outre, il n'est pas limité à la simple détection d'obstacles au sens où on l'entend habituellement. Par exemple, dans le cas d'un robot destiné à rester sur une table, il suffit de placer judicieusement de tels détecteurs en partie périphérique sous le châssis du robot. Dès que ce dernier s'approche trop près du bord de la table, le capteur cesse de recevoir le signal réfléchi par celle-ci, ce qui lui indique qu'il doit faire demi-tour.

La réalisation de notre détecteur d'obstacles à infrarouge est fort simple comme le montre la figure qui, compte tenu du circuit intégré utilisé, permet d'en fabriquer deux d'un coup, ce qui n'est pas inutile. En effet, comme la zone de détection d'un tel système est relativement limitée, nous avons prévu d'utiliser deux capteurs, que nous avons appelés D et G pour droite et gauche, mais cela n'a rien



070300 - 11

d'impératif quant à leur position sur le robot. La figure présente donc le schéma d'une seule voie ; l'autre étant évidemment identique avec seulement C1 et C2 comme condensateurs de découplage communs.

La LED contenue dans le détecteur IC1 est alimentée de manière permanente au travers de la résistance R1, tandis que le collecteur du phototransistor contenu dans ce même détecteur est ramené au positif de l'alimentation par R2. On dispose donc, en ce point, d'une tension proche de l'alimentation lorsque le transistor est bloqué, c'est à dire encore lorsqu'il ne reçoit pas de lumière et donc qu'il n'y a pas d'obstacle. Ce niveau baisse d'autant plus que le transistor devient conducteur, c'est à dire encore lorsqu'un obstacle suffisamment réfléchissant et/ou proche renvoie la lumière émise par la diode sur le phototransistor.

Cette information est mise en forme par le comparateur intégré IC2A dont on peut ajuster le seuil de basculement au moyen de P1. On peut ainsi adapter le montage à divers capteurs et régler, dans une certaine mesure, la plage de détection. La sortie du montage est compatible TTL s'il est alimenté sous 5 V et, compte tenu du mode de connexion des entrées de IC2A, elle est au niveau logique haut en présence d'un obstacle.



La réalisation ne présente aucune difficulté mais l'efficacité du montage dépend du bon choix des capteurs. Nous vous proposons trois références que nous avons essayées, dans une gamme de prix qui s'étend de 1,5 à 12 € environ, mais rien ne vous interdit, bien au contraire, de tester d'autres modèles, voire même de réaliser votre propre capteur avec une LED et un phototransistor infrarouges de votre choix.

Le capteur le moins cher est le CNY70 (environ 1,5 €). Il ne détecte qu'à de très courtes distances, de l'ordre de 5 mm, et se trouve très facilement ébloui par la lumière ambiante. Pour quatre fois

plus cher environ, nous avons trouvé le HOA709-001 d'Honeywell, disponible entre autres chez Radiospares. Il ne détecte lui aussi que jusqu'à 5 mm environ mais avec une efficacité bien meilleure que celle du CNY70, et il s'avère plus difficile à éblouir. Enfin, si vous doublez encore la mise (soit huit fois le prix du CNY70) vous pouvez faire appel au HOA1180-003, toujours d'Honeywell, très difficile à éblouir et qui détecte jusqu'à 15 mm de distance.

(070300-I)

B. Broussas

## 167 Contrôleur de moteur pas à pas à PIC12C508

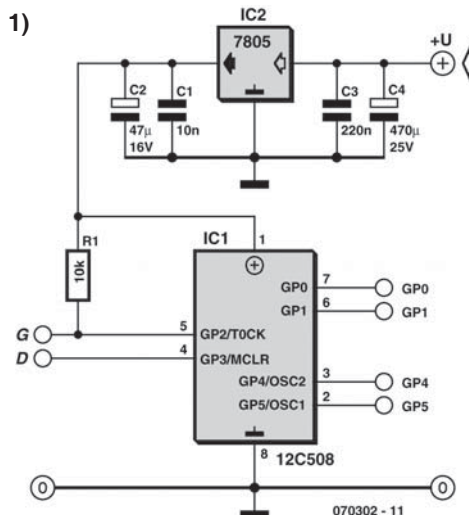
ACTIONNEURS

Lorsque l'on n'utilise pas un moteur pas à pas pour assurer le positionnement précis d'un élément de robot, on peut l'employer en tant que moteur de traction, en lieu et place des classiques servos modifiés présentés par ailleurs dans ce même numéro. Dans ces conditions, il n'est plus nécessaire de savoir « compter les pas » que doit accomplir le moteur puisque l'on souhaite seulement le faire tourner de manière continue dans un sens ou dans l'autre.

Plusieurs solutions sont alors à notre disposition pour commander le moteur dont certaines vous sont d'ailleurs présentées dans ce même numéro : utilisation d'un circuit intégré spécialisé dans le contrôle des moteurs pas à pas, exploitation d'un ou plusieurs ports parallèles de microcontrôleurs convenablement programmés ou encore réalisation d'un contrôleur à base de circuits logiques conventionnels.

Toutefois, pour l'utilisation d'un moteur pas à pas en tant que moteur de traction, ces solutions sont loin d'être satisfaisantes. En effet, elles imposent toutes de générer des impulsions de manière permanente tant que l'on veut faire tourner le moteur, ce qui nécessite soit un oscillateur programmable supplémentaire, soit la mobilisation d'une ressource du microcontrôleur de commande du robot.

Aussi avons nous décidé de vous proposer une autre approche, avec ce contrôleur de moteur pas à pas spécifiquement prévu pour faire tourner le moteur dans un sens ou dans l'autre, sous le contrôle d'un simple niveau logique. Et comme les moteurs utilisés pour la propulsion d'un robot vont généralement



par paire, nous allons même vous proposer un double contrôleur en détournant de sa fonction première un circuit intégré très répandu et peu coûteux.

L'utilisation d'un moteur pas à pas en tant que moteur de propulsion n'ayant que faire de la précision du positionnement et donc de la précision des pas, de simples modèles unipolaires conviennent très bien. Notre montage est donc prévu pour des moteurs de ce type.

Il permet de commander le moteur au moyen de deux entrées logiques compatibles TTL ou CMOS. Lorsque ces deux entrées, baptisées G et D, sont au niveau logique haut ou en l'air (elles ont leur propre résistance de tirage) le moteur reste à l'arrêt mais en mode freiné puisque c'est un moteur pas à pas.

Lorsque l'entrée G est mise au niveau logique bas, le moteur tourne dans un sens (arbitrairement vers la gauche d'où l'appellation G) alors que si c'est l'entrée D qui est mise au niveau bas, il tourne dans l'autre sens. Si les deux entrées sont mises à la masse simultanément, l'entrée D est prioritaire et le moteur tourne donc dans le sens qui lui correspond.

La vitesse de rotation du moteur est fixe mais, comme nous vous fournissons le listing source du logiciel utilisé pour cette application, il vous est très facile de la modifier si elle ne vous convient pas, voire même d'ajouter une possibilité de réglage externe si nécessaire.

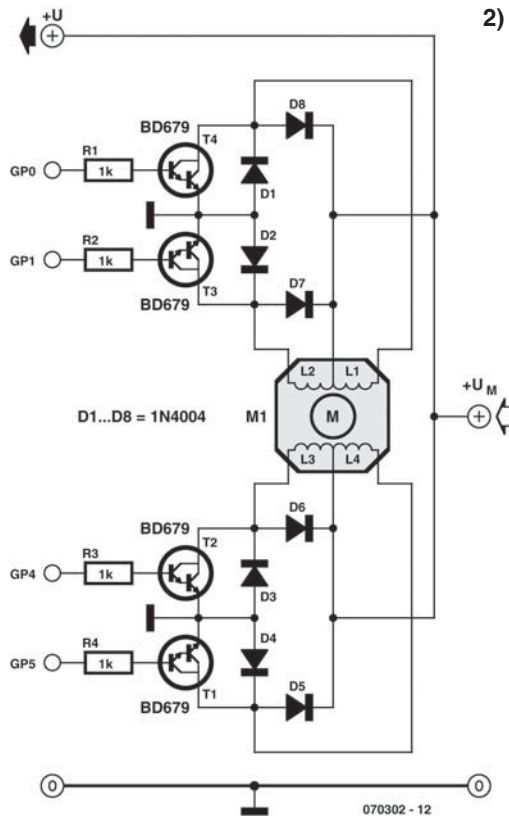
Le schéma de la partie « intelligente » de notre contrôleur est présenté **figure 1** et, comme vous pouvez le constater ; elle fait appel à un microcontrôleur PIC12C508 de Microchip. Il est utilisé ici en mode horloge et circuiterie de *reset* internes. De ce fait, il ne nécessite aucun composant externe pour sa mise en œuvre et toutes ses lignes de port sont donc disponibles.

Les ports parallèles GP2 et GP3 sont utilisés en entrées et, comme GP2 ne dispose pas d'une résistance de tirage au niveau haut en interne, celle-ci est réalisée au moyen de R1. Les ports parallèles GP0, GP1, GP4 et GP5 quant à eux sont utilisés en sorties pour générer les impulsions à destination des bobinages du moteur. Ces dernières peuvent être amplifiées par deux types d'étages de puissance, dont nous verrons le schéma dans un instant, selon le modèle et le nombre de moteurs à commander.

Le 12C508 devant être alimenté sous 5 V, cette tension est produite à partir de la tension d'alimentation du moteur au moyen d'un régulateur intégré trois pattes classique IC2.

Si le contrôleur n'est destiné qu'à un seul moteur, ou si le moteur à commander consomme plus de 500 mA par bobine, l'étage de puissance dont le schéma vous est présenté **figure 2** peut être utilisé. Il fait appel à des transistors bipolaires classiques qui, compte tenu de leurs caractéristiques, peuvent commuter des courants de 3 A. Les diodes D1 à D8 écrêtent les surtensions parasites générées par la commutation brutale du courant dans les bobinages du moteur et protègent les transistors.

Par contre, si le moteur utilisé consomme moins de 500 mA et à plus forte raison si vous devez commander deux moteurs de ce type, une solution élégante et astucieuse existe, comme indiqué



**figure 3.** Elle consiste à faire appel à un classique ULN2803, habituellement utilisé pour de la commande de relais, mais qui renferme huit Darlingtons de moyenne puissance avec leurs diodes de protection. Ce circuit peut donc parfaitement commander n'importe quel moteur pas à pas unipolaire tant que la tension nécessaire ne dépasse pas 50 V et le courant par bobine 500 mA.

De plus, comme l'ULN2803 contient huit étages identiques, on peut le faire précéder par deux contrôleurs analogues à celui de la figure 1 et commander ainsi deux moteurs de propulsion de robot : un à gauche et un à droite repérés MA et MB sur cette figure.

La réalisation de l'une ou l'autre des versions ne présente aucune difficulté. Le PIC12C508 doit être programmé avec le fichier que vous trouverez sous forme objet, mais également sous forme source au cas où vous souhaiteriez le modifier, sur le site Internet d'Elektor ainsi que sur celui de l'auteur ([www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)).

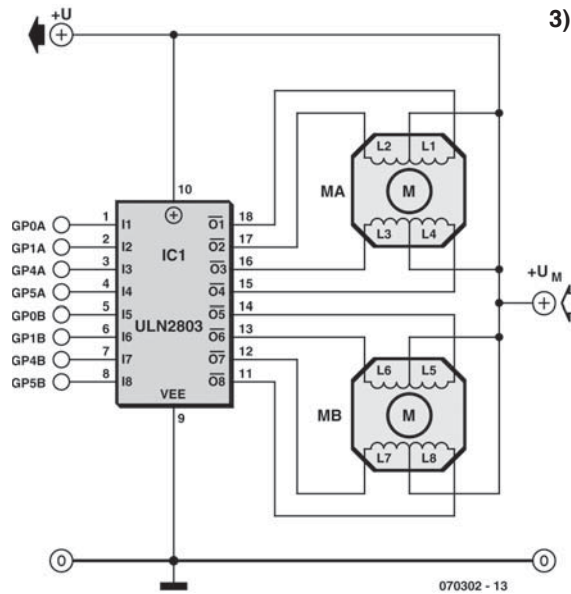
**Programmation de la durée des pas par modification d'une constante utilisée dans le programme.**

Constante binaire	Durée d'un pas
10010010	1 ms
10010011	2 ms
10010100	4 ms
10010101	8 ms
10010110	16 ms
10010111	32 ms

Si vous réalisez l'amplificateur de puissance à transistors notez que T1 à T4 n'ont pas besoin de radiateur tant que la consommation du moteur ne dépasse pas l'ampère. Dans le cas contraire, vissez-les sur une petite plaquette de *dural* de quelques cm<sup>2</sup>. Pour des raisons de simplification de montage mécanique, elle peut être commune aux quatre transistors mais il faut dans ce cas utiliser les accessoires d'isolation classiques que sont le mica et les rondelles à épaulement car le collecteur des transistors est relié à la partie métallique de leur boîtier.

Si vous réalisez la version à base d'ULN2803, aucune précaution particulière n'est à prendre si ce n'est de ne pas dépasser les possibilités en courant maximum du circuit (500 mA rappelons-le).

Comme nous vous fournissons en téléchargement le listing source complet du logiciel programmé dans le 12C508, il vous est possible de le modifier afin de l'adapter à vos besoins. Si vous n'êtes pas familier de l'assembleur des microcontrôleurs PIC, voici les indications nécessaires pour la modification la plus



importante que vous souhaitez peut-être réaliser : celle de la vitesse de génération des impulsions de commande des moteurs et donc, de leur vitesse de rotation (voire le tableau).

Il suffit pour cela de modifier la constante binaire qui se trouve placée sur la ligne :

```
MOV LW B'10010101'
```

se trouvant juste au dessus de la ligne contenant OPTION sur le listing source. Avec la valeur originale, la durée d'un pas est de 8 ms, mais le tableau ci-dessus indique quelle constante utiliser en fonction de la durée des pas que vous pouvez souhaiter.

(070302-1)

C.Tavernier

## 168 Du magnétophone à cassettes au moteur de propulsion de robot

### ACTIONNEURS

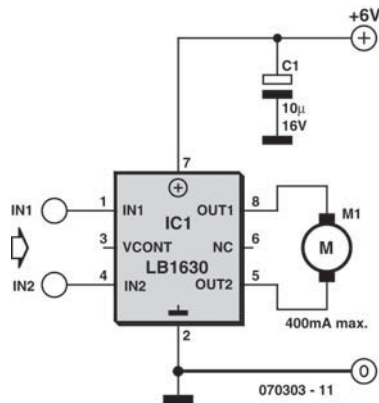
Il existe à l'heure actuelle trois modes principaux de propulsion d'un robot mobile : la servo de radio-commande modifiée, le moteur pas à pas et le moteur à courant continu. Tous présentent des avantages et des inconvénients qu'il importe de bien connaître avant de faire son choix.

La servo de radiocommande modifiée présente de nombreux avantages, dont le principal est d'offrir une puissance de traction relativement importante sans nécessiter le montage d'aucune mécanique de

démultiplication. En effet, cette dernière est déjà contenue dans le boîtier de la servo qu'il ne reste donc plus qu'à monter sur le robot en fixant directement les roues sur son axe. En outre, une servo de radiocommande s'alimente sous une tension de 4,8 V ce qui s'avère particulièrement bien adapté aux robots utilisant quatre batteries rechargeable de 1,2 V.

L'inconvénient majeur de la servo de radio-commande n'est pas tant son mode de commande

1)



impulsionnel, pour lequel diverses solutions vous sont proposées par ailleurs dans ce même numéro, que l'imprécision du comportement de la servo vis à vis de la largeur des impulsions. En effet, si la servo tourne théoriquement à sa vitesse maximum dans un sens ou dans l'autre pour des impulsions de 1 ou 2 ms et s'arrête pour des impulsions de 1,5 ms ; l'expérience montre que des écarts de 10 à 20% sur la largeur des impulsions à utiliser sont parfois rencontrés. Ces écarts imposent donc de calibrer les programmes de commande de propulsion des robots équipés de servos au cas par cas, interdisant toute reproductibilité d'un modèle de robot à une autre.

Les moteurs pas à pas quant à eux ne souffrent pas de ces inconvénients, mais ils ne comportent le plus souvent aucune démultiplication mécanique intégrée, ce qui impose d'en prévoir une externe si l'on ne veut pas disposer d'un couple trop faible. Si vous ne voulez pas réaliser une telle démultiplication vous-même ; il est possible de faire appel à des « boîtes de vitesse » vendues en kit chez divers détaillants en robotique ou en modélisme, mais l'expérience montre que ces dernières sont généralement prévues pour des moteurs à courant continu standards, et sont donc mal adaptées à l'encombrement assez important des moteurs pas à pas. En outre, la commande de ces derniers nécessite de recourir, soit à un circuit intégré spécialisé, soit à un ensemble de circuits logiques associés à des transistors de puissance.

Si donc vous êtes contraint de recourir à une démultiplication externe, parce que vous ne voulez pas utiliser une servo par exemple, le moteur à courant continu s'impose alors comme un choix naturel, et ce d'autant que certains kits de « boîtes de vitesse »

**Table de vérité du circuit de commande de moteur LB1630.**

IN1	IN2	OUT1	OUT2	Moteur
H	L	H	L	Marche avant
L	H	L	H	Marche arrière
H	H	HiZ	HiZ	Arrêt
L	L	HiZ	HiZ	Arrêt

sont vendus avec de tels moteurs. Reste alors à commander ces derniers correctement.

Si des schémas classiques à base de transistors sont toujours utilisables, sachez qu'il existe également une solution très simple, directement inspirée des (anciens) magnétophones à cassettes sur lesquels les moteurs à courant continu étaient monnaie courante. Elle consiste à faire appel à un circuit intégré fabriqué par Sanyo, baptisé LB1630, que vous pourrez récupérer sur de nombreux magnétophones à cassettes mis au rebut ou bien acheter neuf chez Lextronic par exemple ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)).

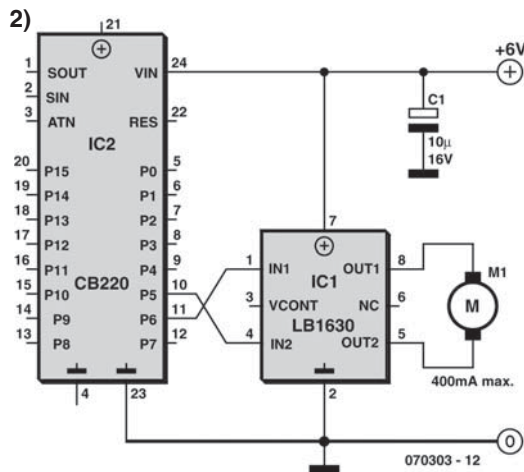
Le LB1630, disponible en boîtier DIP 8 pattes, est d'une mise en œuvre ridiculement simple comme le montre la **figure 1**. Il ne lui faut en effet qu'un condensateur externe de découplage pour pouvoir fonctionner et il se commande au moyen de deux signaux logiques compatibles TTL lorsque le circuit est alimenté sous une tension de l'ordre de 5 V. Cette dernière d'ailleurs doit être comprise entre 2,5 et 6 V et ne doit en aucun cas dépasser 7 V sous peine de destruction du circuit.

La consommation de courant du moteur ainsi commandé peut atteindre 400 mA au maximum, même si des pointes jusqu'à 2 A sont admises, mais seulement sous forme d'impulsions dont la durée ne saurait excéder 50 ms avec un rapport cyclique de 10%.

Les diodes de protection, indispensables lorsque l'on commande un moteur électrique avec des transistors, sont intégrées dans le LB1630 et n'ont donc pas besoin d'être ajoutées sur la figure présentée.

Les deux entrées IN1 et IN2 permettent une commande logique du moteur conformément aux indications du tableau ci-dessous.

En fait, il suffit que les entrées IN1 et IN2 du LB1630 soient dans un état contraire pour que le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre. Une commande à partir de deux lignes de ports paral-



lèles de n'importe quel microcontrôleur est donc très facile à réaliser.

Indépendamment de cette commande de type « tout ou rien », qui permet de faire tourner le moteur dans un sens ou dans l'autre ; il est possible de réaliser de la commande de vitesse de rotation. Il suffit pour cela d'appliquer des impulsions PWM à l'une ou l'autre des entrées IN1 et IN2.

La **figure 2** présente ainsi un exemple de réalisation d'une telle commande de vitesse au moyen d'un Cubloc CB220 qui présente l'avantage, sur de nombreux autres microcontrôleurs programmables en

Basic, de pouvoir générer des signaux PWM (MLI, Modulation en Largeur d'Impulsion) de manière continue. Avec un tel schéma, il suffit d'écrire par exemple :

```
OUT 6,0
```

```
PWM 0, SPEED, 255
```

pour faire tourner le moteur dans un sens à une vitesse réglable au moyen de la variable SPEED qui peut varier de 0 à 255, et :

```
OUT 6,1
```

```
PWM 0, (255-SPEED), 255
```

pour le faire tourner à la même vitesse mais dans l'autre sens.

Notez également que, compte tenu du fait que les entrées IN1 et IN2 du LB1630 sont des entrées de signaux logiques, il est possible d'en connecter plusieurs en parallèle afin de commander ainsi plusieurs moteurs de manière identique.

Attention ! Si vous commandez de la sorte deux moteurs de traction placés dos à dos de part et d'autre du robot, il faut qu'ils tournent en sens inverse l'un de l'autre pour faire avancer ou reculer le robot. Il faut alors croiser les entrées des LB1630 (IN1 de l'un sur IN2 de l'autre et vice versa) si vous les commandez simultanément, ou bien encore câbler les moteurs à l'inverse l'un de l'autre sur les sorties OUT1 et OUT2.

(070303-I)

B. Broussas

## 169 Voix de robot

### COMMUNICATION

Que serait le film *2001 Odyssée de l'espace* sans la voix à la fois douce et inquiétante de HAL ? C'est précisément pour cela que nos robots ont besoin d'une voix. Un module à construire soi-même va mettre fin au mutisme de nos machines.

Si vous imaginez un générateur de parole avec une foule de circuits intégrés, vous vous trompez ! On s'en tire avec un circuit unique. Le circuit intégré ISD2500 de Winbond, dans la famille baptisée *ChipCorder*, offre presque tout ce qui est nécessaire. Cette puce est capable d'enregistrer et de restituer plusieurs signaux audio différents. Elle contient un préampli de micro pour les capsules à électret bon marché, un amplificateur de sortie pour le haut-parleur, mémoire, oscillateur, convertisseurs A/N et N/A, de même qu'une commande automatique de gain (CAG). Il existe quatre

versions : les derniers chiffres de la référence indiquent la capacité de la mémoire en secondes (2560, 2575, 2590 et 25120). La taille réelle de la mémoire est la même, seule change la fréquence d'échantillonnage. Ainsi la version 60 offre la meilleure qualité audio.

Comme le circuit intégré n'a besoin pour la restitution que de deux condensateurs de découplage (voir la **figure 2**), il est logique de prévoir un circuit d'enregistrement séparé (**figure 1**) et d'équiper chaque platine d'un support pour le circuit intégré. Une fois l'enregistrement terminé, le circuit intégré peut être retiré et enfiché dans l'électronique du robot.

L'enregistrement se déroule comme suit :

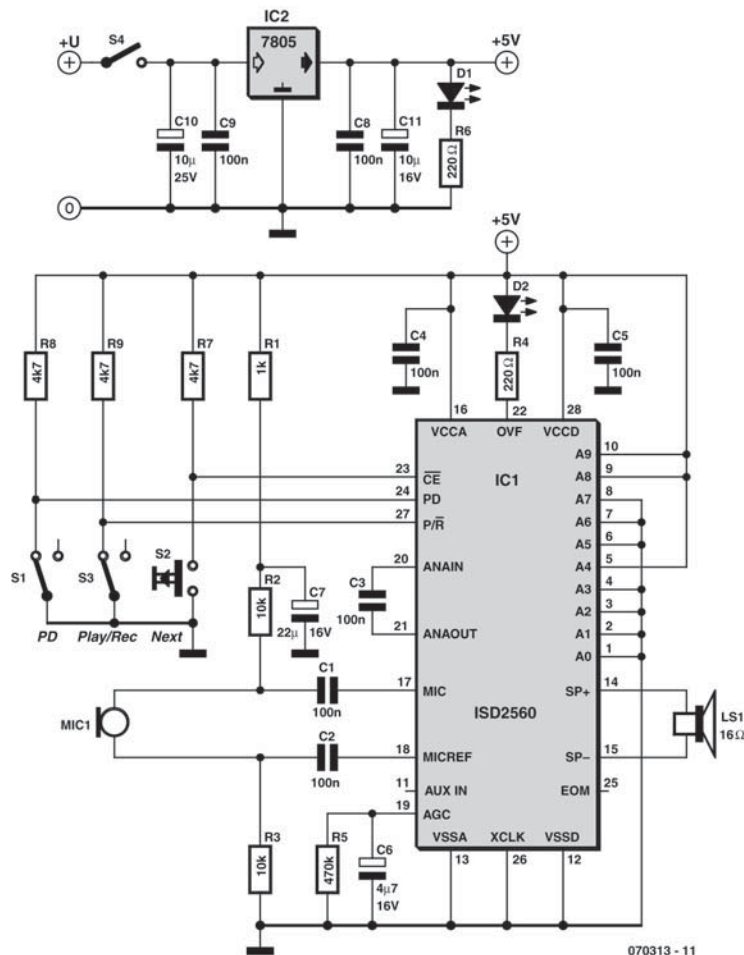
le commutateur S3 doit se trouver comme celui de la figure 1 dans la position enregistrement. Une



action sur S2 lance le premier enregistrement. Une deuxième pression y met fin, une troisième démarre le deuxième enregistrement. On peut continuer jusqu'à ce que la mémoire interne soit pleine (état signalé par la LED D2) ou bien qu'on n'ait plus rien à dire. Dans ce dernier cas, on appuie une fois sur S1 et le circuit se remet à zéro. On peut alors passer en restitution avec S3 et écouter les enregistrements en séquence avec S2. Si quelque chose se passe mal, on peut remettre à zéro avec S1, basculer S3 et recommencer depuis le début.

Il est conseillé de n'enregistrer que des mots isolés qu'on pourra restituer à la suite pour énoncer un texte. Donc au lieu d'enregistrer « Obstacle devant » etc. on enregistrera « Obstacle », « devant », « à gauche », « à droite » etc. sans oublier les chiffres « un », « deux », « virgule »...

Lors de l'enregistrement, le CI place après chaque message un drapeau EOM (*End Of Message*) qui permet lors de la restitution un saut très rapide (jusqu'à 800× la vitesse normale) au message suivant. Le circuit de restitution minimal de la figure 2 se pilote par quatre lignes du microcontrôleur pour les signaux : A0, PD, CE et EOM. Le circuit intégré est activé en mode restitution par PD=0. Si c'est le premier message qui doit être restitué, CE reçoit une courte impulsion au niveau bas. La restitution se déroule avec A0=0. Si A0=1, on a le « bobinage rapide ». Si on veut entendre le troisième message après le premier, on envoie une impulsion sur CE avec A0=1 puis on attend le drapeau EOM. Quand EOM passe à zéro,



on peut écouter le troisième message avec A0=0 et une impulsion sur CE.

Comme les impulsions durent moins de 10 ms, le recours aux interruptions est recommandé.

Un exemple de code source en C pour le microcontrôleur à 16 bits MSP430 de Texas Instruments, par l'auteur, est disponible sur le site Elektor ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr), référence EPS070313-1.zip).

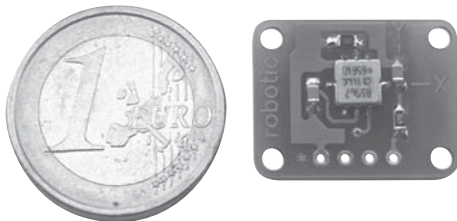
#### Lien Internet

[www.winbond-usa.com/mambo/content/view/153/283/](http://www.winbond-usa.com/mambo/content/view/153/283/)

(070313-1)

Pascal Choquet

## 170 Un inclinomètre pour votre robot

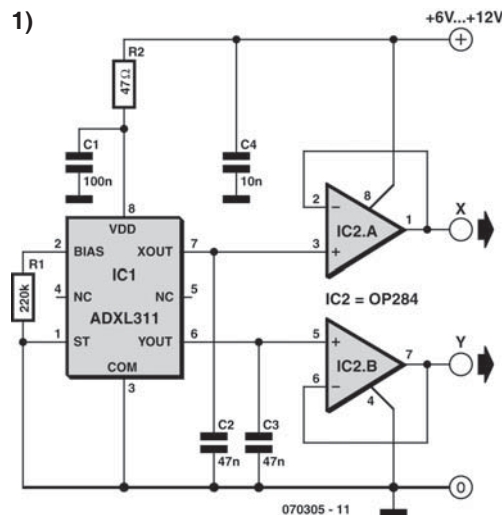


Si votre robot mobile a pour seule vocation d'arpenter le carrelage ou le parquet de votre domicile, il est assez peu probable qu'il ait besoin du capteur que nous vous proposons de décrire dans cet article. Par contre, s'il doit affronter les dures réalités du sol du monde extérieur, avec ses trous et ses bosses, un inclinomètre peut s'avérer fort utile afin qu'il ne puisse pas chavirer à la première déclivité un tant soit peu importante.

Avant que l'électronique sache accomplir les prouesses auxquelles elle nous a habitués aujourd'hui, un inclinomètre était un système purement mécanique avec toutes les difficultés de mise en œuvre, l'encombrement et les imprécisions que cela impliquait. Autant dire que son utilisation sur un robot amateur était, sinon impossible, du moins très difficile.

Depuis quelques années déjà, ce n'est plus le cas grâce à la mise sur le marché par Analog Devices d'accéléromètres « solid state », c'est-à-dire réalisés sous formes de circuits intégrés, ne comportant aucune pièce mobile visible.

En fait, il nous est toujours impossible de mesurer une accélération sans mettre en œuvre une pièce mobile mais celle-ci est aujourd'hui constituée par une minuscule structure en polysilicium suspendue par quatre ressorts du même matériau au dessus de la puce du circuit intégré constituant l'accéléromètre. Lorsque cet équipage mobile est soumis à une accélération, il se déforme et cette déformation est mise en évidence par la variation de capacité qui se produit entre une plaque située sur l'équipage mobile et deux plaques fixes, placées sur la puce elle-même. Les plaques fixes se voient appliquer deux signaux rectangulaires en opposition de phase qui, lorsque la plaque mobile est soumise à une accélération et donc se déplace, deviennent déséquilibrés et permettent de disposer d'une tension



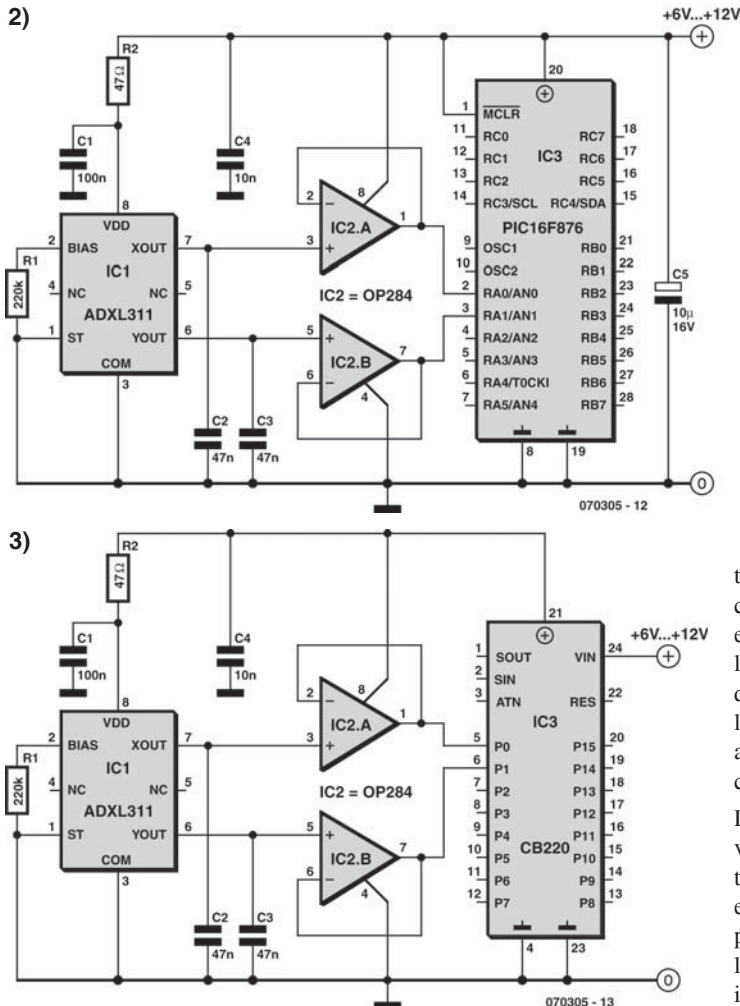
proportionnelle à l'accélération grâce à une démodulation de phase.

Tout cela passe bien sûr totalement inaperçu de l'utilisateur qui dispose, en sortie du circuit intégré accéléromètre, d'une information qui est le reflet de l'accélération enregistrée, sous forme analogique ou numérique selon le type de circuit choisi.

Pour notre application robotique, nous avons décidé de retenir un accéléromètre relativement peu coûteux sous forme de l'ADXL311 d'Analog Devices. Notez cependant dès à présent que ce circuit n'est plus produit mais qu'il est encore largement disponible chez les détaillants. S'il advenait qu'il disparaisse totalement, il pourrait être remplacé par l'ADXL320, beaucoup plus récent et électriquement compatible, et dont seul le brochage est différent.

L'ADXL311 renferme en fait deux accéléromètres très sensibles, placés à angle droit avec un positionnement meilleur que  $0,1^\circ$ . De ce fait, et si on le place parallèlement à la surface de la terre, il est influencé par l'accélération de la gravitation terrestre et peut donc indiquer une inclinaison gauche – droite ou roulis (le « roll » de nos amis de langue Anglaise) ou bien encore avant – arrière ou tangage (le « tilt » toujours en langue Anglaise). On constitue donc bien de la sorte un inclinomètre deux axes.

Cette inclinaison peut être exploitée sous forme absolue si l'on désire connaître exactement l'angle



fait par l'inclinomètre, et donc le circuit imprimé qui le supporte, et la surface du sol, ou bien sous forme relative si l'on veut juste un indication limite de ce que peut supporter le robot avant de basculer.

Dans le cas de l'ADXL311 ou de l'ADXL320 l'inclinaison absolue est donnée par les relations :

$$\text{Tangage} = \arcsin(A_X/A_{X0}) \text{ et}$$

$$\text{Roulis} = \arcsin(A_Y/A_{Y0})$$

où  $A_X$  et  $A_Y$  sont les tensions analogiques délivrées par l'accéléromètre lorsqu'il est incliné et  $A_{X0}$  et  $A_{Y0}$  les tensions délivrées lorsqu'il est parfaitement horizontal.

Le schéma d'utilisation de l'accéléromètre se résume à très peu de choses comme le montre la figure 1. Les seuls éléments important sur cette

figure sont en fait les condensateurs C2 et C3 qui filtrent la tension de sortie de l'accéléromètre. En effet, ce dernier présente une bande passante de plusieurs kHz et peut donc réagir à des vibrations très rapides, ce qui n'est pas ce que l'on souhaite dans une application en tant qu'inclinomètre. Avec les valeurs choisies ici, la bande passante est limitée à 100 Hz ce qui est largement suffisant.

Les deux amplificateurs opérationnels montés en suiveurs permettent d'éviter toute influence externe sur ces condensateurs de filtrage et permettent de raccorder l'accéléromètre sur n'importe quelle entrée de microcontrôleur ou de convertisseur analogique/digital sans précaution particulière.

Le seul petit problème que vous risquez de rencontrer en tentant de réaliser ce montage est que l'accéléromètre est proposé en boîtier CMS dont la soudure sur un circuit imprimé d'amateur n'est pas toujours facile. Sachez donc

qu'il existe aujourd'hui un module, de référence Accel chez Lextronic ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)), qui comporte tous les composants de la figure 1 rassemblés sur un minuscule circuit imprimé de 15 mm sur 20 mm (voir photo).

L'utilisation de notre accéléromètre en tant qu'inclinomètre quant à elle se résume à mesurer ses tensions analogiques de sortie sur ses deux axes et à en soustraire la tension délivrée au repos, c'est à dire lorsque son circuit imprimé support est parfaitement parallèle à la surface du sol.

La figure 2 présente un exemple d'utilisation de cet inclinomètre avec un microcontrôleur PIC disposant d'un convertisseur analogique/digital intégré,



va invariablement se diriger vers la source la plus lumineuse qu'il pourra décélérer dans la pièce où vous le ferez évoluer.

Afin de simplifier sa réalisation et de vous permettre d'être opérationnel en quelques heures, voire moins, après avoir lu cet article, nous vous proposons de faire appel à une base mécanique disponible en kit. Comme nous avons opté pour une propulsion par des moteurs de servos modifiés, nous vous suggérons deux bases différentes : la base Rogue Blue de Rogue Robotics ([www.roguerobotics.com](http://www.roguerobotics.com)) ou bien encore la base Carpet Rover2 de LynxMotion ([www.lynxmotion.com](http://www.lynxmotion.com)). Bien sûr, si vous avez des talents de mécanicien, rien ne vous interdit de réaliser une telle base vous-même. Il suffit qu'elle soit propulsée par deux servos de radio-commande modifiés, et donc qu'elle dispose à l'avant et/ou à l'arrière, d'une roue folle ou roue jockey.

La modification destinée à transformer des servos en moteurs de propulsion est expliquée par ailleurs dans ce numéro mais, si vous avez peur de ne pas la réussir, sachez que vous pouvez également, depuis assez peu de temps il est vrai, acheter de tels servos déjà pré-modifiés par leur fabricant. Voyez par exemple Lextronic ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)) pour cela.

Pour ce qui est du « cerveau » de notre robot, et afin de vous montrer qu'il n'est pas toujours nécessaire de faire appel au dernier microcontrôleur 32 bits sorti, nous avons décidé de faire appel au plus petit des Basic Stamp, à savoir le Basic Stamp I.

Son schéma complet adopte donc l'allure visible sur la figure. Les deux ports P0 et P1 du Basic Stamp I sont utilisés pour commander les servos de propulsion droit et gauche. La luminosité quant à elle est mesurée grâce à deux photorésistances ou LDR (appelées encore cellules CdS dans certaines documentations) connectées sur les ports P6 et P7 du Basic Stamp I. Le curieux mode de connexion utilisé ici permet de faire appel à une instruction particulière du Basic Stamp I, l'instruction `POT`, qui mesure le temps de charge d'un condensateur connecté sur un de ses ports, c'est à dire encore la résistance de la LDR et donc la luminosité à laquelle elle est soumise.

Afin que le robot puisse se diriger vers la zone la plus lumineuse de la pièce dans laquelle il évolue, il faut donc placer ces deux LDR orientées vers l'avant du robot en les séparant l'une de l'autre par

un petit morceau de carton ou de circuit imprimé opaque afin qu'elles ne puissent pas toutes deux recevoir le même éclairage.

L'ensemble peut être alimenté par quatre piles de 1,5 V. Cette tension est directement appliquée aux servos et à l'entrée PWR de tension non régulée du Basic Stamp I. Attention ! Ne reliez en aucun cas les alimentations des servos à la sortie +5 V du Basic Stamp I ; son régulateur 5 V intégré n'apprécierait pas !

La partie logicielle de notre robot est au moins aussi simple que sa partie matérielle comme vous pouvez en juger à l'examen du listing ci-dessous :

```
PINS = 0
DIRS = %00001111
SYMBOL RightStop = 150
SYMBOL LeftStop = 150
SYMBOL Move = 30
SYMBOL LightDif = b2
SYMBOL RightLDR = b6
SYMBOL LeftLDR = b7
Main :
    POT 7, 128, LeftLDR
    POT 6, 128, RightLDR
    LightDif = RightLDR - LeftLDR
    b0 = RightStop + Move - LightDif
    b1 = LeftStop - Move + LightDif
    PULSOUT 0, b0
    PULSOUT 1, b1
GOTO Main
```

Ce listing se laisse très facilement analyser. En effet, après une première phase de définition des étiquettes utilisées et de réservation des RAM du Basic Stamp I, on procède à la mesure de lumière grâce à l'instruction `POT`. Cette instruction renvoie, dans la variable `LeftLDR` (ou `RightLDR`) un nombre qui est l'image de la résistance des LDR connectées sur P6 et P7 divisée par la constante qui précède appelée facteur d'échelle. Il vous faudra peut-être d'ailleurs ajuster ce paramètre en fonction des caractéristiques des LDR que vous utiliserez.

Les valeurs ainsi obtenues sont soustraites l'une de l'autre afin de disposer d'une information de différence d'éclairement des deux cellules. Le calcul de la durée des impulsions à appliquer aux servos peut alors être réalisé en notant que : `RightStop` et `LeftStop` sont les valeurs permettant d'obtenir l'arrêt des servos, et que `Move` est un paramètre destiné à fixer la vitesse de base des servos, auquel



est ajouté ou soustrait le résultat de la différence d'éclairement.

Ainsi par exemple, si `LightDif` vaut 50, `b0` vaudra  $150 + 30 - 50$ , soit 130, tandis que `b1` vaudra  $150 - 30 + 50$ , soit 170. Sachant que la résolution de l'impulsion `PULSOUT` est de 10  $\mu$ s, le programme générera donc des impulsions de 1,3 ms à destination d'un servo et de 1,7 ms à destination de l'autre, provoquant la rotation du robot dans la direction de la LDR qui reçoit le plus de lumière.

Ce programme est donc parfaitement fonctionnel mais, compte tenu des dispersions des caractéristiques tant des servos vis à vis de leurs impulsions de commande que des résistances des LDR, il vous sera sans doute nécessaire de retoucher certains paramètres numériques pour obtenir un résultat satisfaisant. Pour cela notez que :

- ♦ `RightStop` et `LeftStop` sont égaux au 1/10 de la largeur des impulsions provoquant l'arrêt des servos droite et gauche.

- ♦ `Move` permet de définir la vitesse de rotation des servos lorsque le robot se déplace en ligne droite.

Il est égal au 1/10<sup>e</sup> de l'écart entre la largeur des impulsions provoquant l'arrêt et la largeur des impulsions désirées pour un mouvement en ligne droite.

- ♦ Les coefficients 128 utilisés dans les instructions `POT` peuvent également être ajustés entre 1 et 255 afin d'obtenir un comportement satisfaisant du robot compte tenu des LDR utilisées et l'éclairage ambiant du local dans lequel le robot évolue.

Notez également que si votre robot semble fuir la lumière au lieu de se diriger vers elle, vous avez très probablement inversé le câblage des servos droite et gauche ou des LDR droite et gauche (tout cela étant bien sûr relatif selon ce que l'on appelle l'avant et l'arrière du robot).

À vous de jouer...

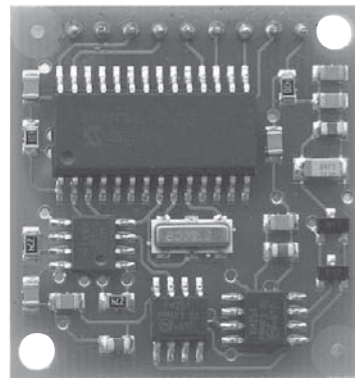
(070306-1)

B.Broussas

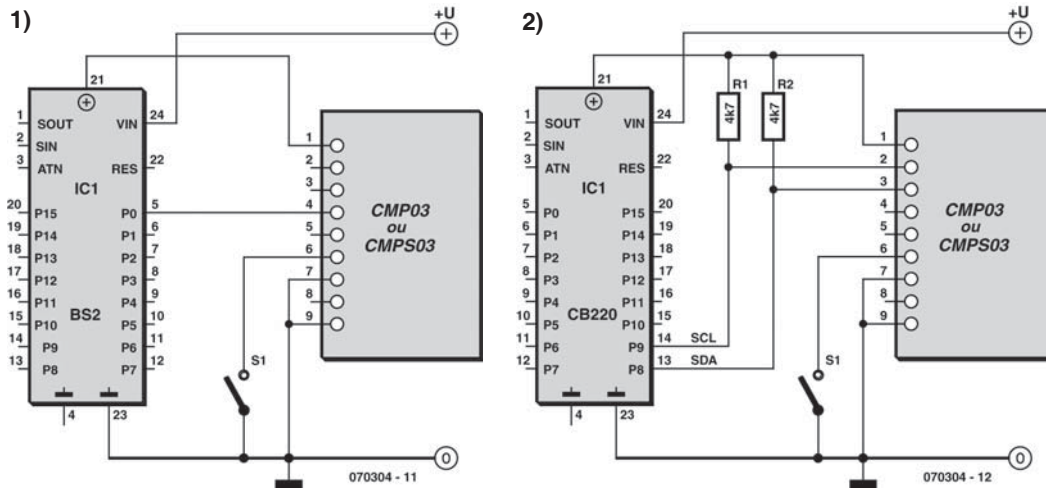
## 172 Un robot qui ne perd pas le Nord

CAPTEURS

La réalisation d'un robot capable de suivre une direction précise sans nécessiter de support matériel, telle qu'une ligne tracée sur le sol par exemple, a pendant longtemps été une opération très délicate à réaliser. Grâce à l'essor de la robotique amateur d'une part et au développement de nouveaux capteurs d'autre part ; il est aujourd'hui possible de réaliser des robots dont les fonctions relevaient encore de la science fiction il y a seulement quelques années. C'est ce que nous vous proposons de découvrir maintenant avec la réalisation d'un robot capable de repérer le Nord magnétique terrestre, et donc de suivre n'importe quelle direction angulaire par rapport à ce dernier, exactement comme vous le feriez pour vous repérer avec une boussole. Il utilise pour cela le successeur de la bonne vieille boussole à aiguille sous la forme d'un module fabriqué par Devantech, qui a pour nom `CMP03` (ou `CMPS03` selon les versions et les documents).



Ce module, fourni sous forme d'un petit circuit imprimé prêt à l'emploi comme le montre la photo qui illustre cet article, contient deux capteurs de champ magnétique `KMZ51` de Philips, montés à angle droit, dont les signaux de sortie sont traités par un microcontrôleur `PIC16F872` convenablement programmé. Il est capable de délivrer une information de positionnement angulaire par rapport au Nord magnétique terrestre avec une précision qui peut atteindre le dixième de degré. Cette information est disponible sous forme d'un signal



PWM dont la largeur des états hauts des impulsions est l'image de cet angle, mais la résolution n'est alors que de un degré. Elle est également disponible via un bus I<sup>2</sup>C qui, selon le registre que l'on va lire dans le module, peut permettre de disposer de cet angle sous forme d'un mot de 16 bits qui offre alors une précision d'un dixième de degré.

Si l'on équipe un robot d'un tel module, il est alors possible à tout instant de connaître l'angle que fait sa trajectoire avec le Nord magnétique et donc de le diriger exactement comme vous le feriez vous-même avec une boussole.

Le seul « problème » qui peut se poser est l'interfaçage du module CMP03 avec le microcontrôleur qui équipe le robot. Afin de répondre au plus grand nombre de configurations robotiques possibles nous allons donc vous montrer comment exploiter les deux moyens de dialogue proposés par le module : les signaux PWM et le bus I<sup>2</sup>C.

La **figure 1** présente le schéma à utiliser pour exploiter les signaux PWM. Elle a été réalisée dans le cas d'un Basic Stamp II mais peut être transposée à n'importe quel microcontrôleur PIC programmé en Basic ne disposant pas de fonctions I<sup>2</sup>C.

L'interrupteur S1, présent au niveau de la patte 6 du module CMP03, n'intervient pas dans le processus de dialogue mais permet de calibrer le module selon la procédure indiquée dans sa documentation, que nous ne reproduirons pas ici car cela ne présente aucune difficulté.

L'information délivrée par le module CMP03 est une succession d'impulsions au niveau haut séparées par des états bas de 65 ms de durée. La largeur

des états hauts des impulsions indique l'angle de l'axe principal du module par rapport au Nord grâce à la relation suivante :

$$\text{Position} = (\text{Largeur} - 1) \times 10 \text{ où :}$$

- Position est l'angle, exprimé en degrés, par rapport au Nord magnétique.
- Largeur est la largeur de l'état haut des impulsions exprimée en millisecondes.

Lire une telle information avec un Basic Stamp II ou un PIC programmé en Basic se résume à deux lignes de programme :

```
PULSIN 0, 1, PULSE
POSITION = (PULSE - 500) / 50
```

La première ligne permet à l'instruction PULSIN de lire la durée de l'état haut de l'impulsion générée par le module CMP03.

La seconde ligne, ne fait qu'appliquer la relation vue ci-dessus en tenant compte du fait que la résolution de la mesure effectuée par PULSIN est de 2 ms dans le cas du Basic Stamp II. On dispose donc bien, dans la variable POSITION, de l'angle par rapport au Nord magnétique exprimé en degrés. Si vous souhaitez bénéficier d'une précision plus importante ou bien encore si votre microcontrôleur dispose d'une interface I<sup>2</sup>C, il vous est possible d'utiliser cette interface pour dialoguer avec le module CMP03 comme le montre à titre d'exemple la **figure 2**. Elle a été dessinée dans le cas d'un Cubloc CB220 ou d'un PIC programmé en Basic avec un compilateur disposant d'une bibliothèque I<sup>2</sup>C, ce qui est le cas de la majorité d'entre eux aujourd'hui.

Les seules précautions à prendre avec ce schéma

concernent les résistances de rappel du bus I<sup>2</sup>C qui doivent être câblées car elles ne sont intégrées ni dans le module CMP03, ni dans le microcontrôleur (quel qu'il soit). Si vous utilisez un PIC programmé en Basic, il faut également veiller à choisir correctement les ports destinés à gérer les signaux SDA et SCL du bus I<sup>2</sup>C car certains compilateurs Basic imposent des restrictions à ce niveau.

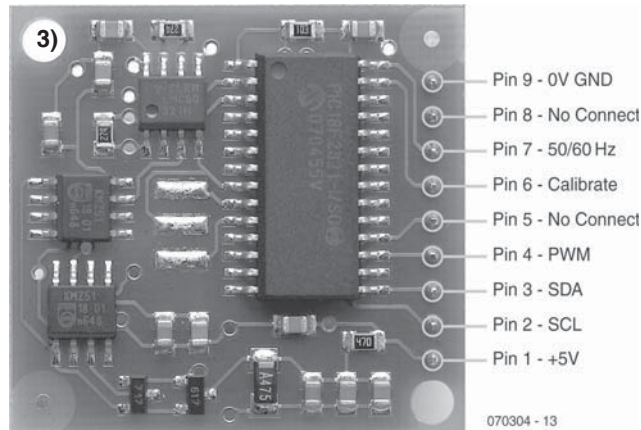
Afin de pouvoir écrire le programme correspondant, il suffit ensuite de savoir que l'adresse I<sup>2</sup>C du module CMP03 est égale à C0 et que quatre registres principaux sont à notre disposition à partir de cette adresse :

- ◆ le registre 0 contient le numéro de version du logiciel du module ;
- ◆ le registre 1 contient l'angle codé sur un octet. L'évolution de cette valeur de 0 à 255 correspond donc à un cercle de 0 à 360° ;
- ◆ les registres 2 et 3 contiennent l'angle, codé cette fois-ci sur deux octets, sous la forme d'un nombre compris entre 0 et 3599 (exprimé en décimal) qui est en fait l'angle en degrés multipliée par dix.

Dès lors, la lecture de ces informations au travers d'un bus I<sup>2</sup>C ne présente aucune difficulté comme le montre le très court listing ci-dessous rédigé dans le cas du langage Basic du Cubloc :

```
I2CSTART
Temp = I2CWRITE (&HC0)
Temp = I2CWRITE(0)
I2CSTART
Temp = I2CWRITE(&HC1)
Version = I2CREAD(0)
Temp = I2CWRITE(&HC1)
Position8 = I2CREAD(0)
Temp = I2CWRITE(&HC1)
Position16.byte1 = I2CREAD(0)
Temp = I2CWRITE(&HC1)
Position16.byte0 = I2CREAD(0)
```

Les trois premières instructions adressent le module et sélectionnent le premier registre à lire. Les instructions suivantes lisent les quatre registres décrits précédemment, l'un après l'autre, et permettent donc de disposer dans la variable `Version` du numéro de version du logiciel, dans la variable `Position8` de l'angle codé sur 8 bits et dans la



variable 16 bits `Position16` de l'angle codé sur 16 bits.

La variable `Temp` ne sert à rien mais elle est requise par la syntaxe particulière des instructions I<sup>2</sup>C du Basic du Cubloc. De même, la constante 0 qui doit être présente au niveau des instructions `I2CREAD`, n'a aucune signification particulière.

Si vous utilisez ce listing avec un PIC programmé en Basic, une légère adaptation pourra donc s'avérer nécessaire selon le compilateur auquel vous ferez appel (voir par exemple à ce sujet l'ouvrage « Microcontrôleurs PIC : programmation en Basic » publié chez Dunod).

Que vous choisissiez la version PWM ou la version I<sup>2</sup>C pour interfacer le module CMP03, vous disposez donc, avec celui-ci, d'une information de positionnement de la trajectoire de votre robot par rapport au Nord magnétique. Il ne vous reste plus qu'à en faire bon usage pour que votre robot « ne perde pas le Nord ».

### Liens Internet

Devantech

[www.robot-electronics.co.uk/shop/Compass\\_CMP032004.htm](http://www.robot-electronics.co.uk/shop/Compass_CMP032004.htm)

Un peu de lecture :

<http://zedomax.com/blog/zedomax-diy-hack-lets-make-a-digital-compass/>  
<http://zedomax.com/blog/2006/08/16/digital-compass-using-cmps03/>

(070304-I)

C.Tavernier

## CAPTEURS

## Caractéristiques de réseaux de photodiodes

Réseau	MLX90255	TLS1301	TLS1401	TLS208R
Pixels (* Cf. texte)	128 (+ 4*)	102	128	512
Pas [DPI]	385	300	400	200
Pondération	cosinus	uniforme	uniforme	uniforme
Lxl [µm]	200 × 66	85 × 77	63,5 × 55,5	120 × 70
Valeur de sortie [V]	0,125 à 2,4	0 à 2,0	0 à 2,0	0 à 2,0

deux pixels fictifs. Le 133<sup>e</sup> flanc est le signal de réinitialisation. Les photodiodes extérieures sont, ensuite, les plus sensibles, puisque la pondération cosinus est adaptée à la poursuite d'une LED, dont l'éclairage est irrégulier.

Le temps d'intégration démarre toujours au 18<sup>e</sup> flanc et dure jusqu'à la SI suivante. Les valeurs collectées sont celles de l'intégration précédente. Si la mesure n'est pas permanente, le cycle doit se répéter une fois pour une mesure unique. Le premier cycle délivre des résultats non exploitables, puisqu'il n'est parcouru que pour démarrer l'intégration. Le temps d'intégration est, de ce fait, égal au nombre de pixels moins 18, divisé par la fréquence d'horloge. Le microcontrôleur peut donc bien commander la sensibilité.

Le montage élémentaire représenté se compose, pour l'essentiel, du capteur, d'un simple micro-

contrôleur PIC et d'un convertisseur de niveau pour une interface série. L'auteur y propose un programme convenable. Vous pouvez en télécharger le fichier source en C (EPS070314-11.zip) sur le site d'ELEKTOR. On démarre un cycle à l'aide d'un programme de terminal et de la combinaison de touches « Ctrl+S ». Les valeurs s'affichent séparées par des points-virgules de façon à faciliter leur introduction dans un tableau Excel.

Un réseau de photodiodes peut fournir un bon capteur fonctionnant sur le principe de la chambre noire à un robot. Il lui permettra de suivre une ligne avec une bonne résolution et à une grande distance de travail du sol. Un prisme ou une grille optique permettront même une détection simple et précise des couleurs.

(070314-1)

Pascal Choquet

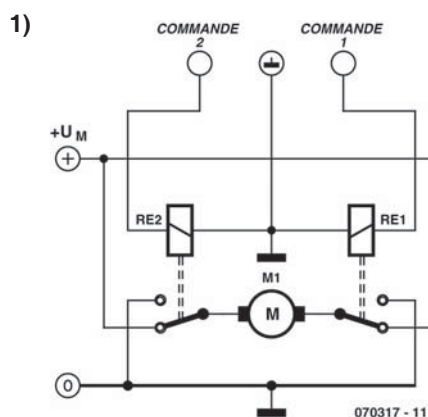
## 174 Comment commander des moteurs CC de puissance

ACTIONNEURS

La commande des « petits » moteurs pouvant être utilisés en robotique ne pose généralement pas trop de problèmes. Les moteurs de servos disposent en effet de leur propre électronique de commande, les moteurs pas à pas peuvent être facilement commandés par des transistors de puissance classiques ou par des ULN2803 comme cela vous a été présenté par ailleurs dans ce numéro car ils consomment rarement plus que quelques centaines de mA. Quant aux petits moteurs à courant continu, de simples transistors suffisent, à moins que vous ne préfériez par exemple le LB1630 de Sanyo, limité hélas à un courant de 400 mA et une tension de 6 V.

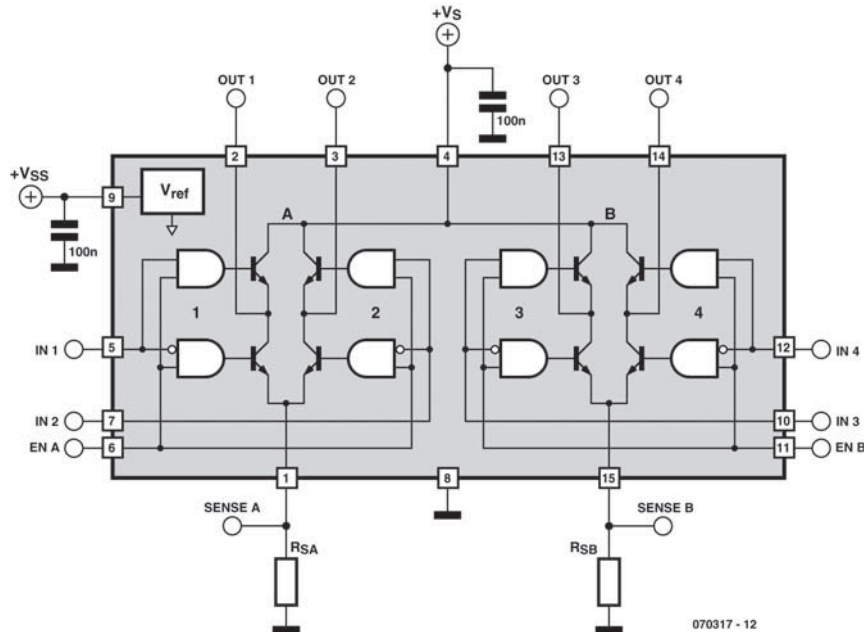
Par contre, dès que la consommation du moteur atteint ou dépasse l'ampère ou bien encore que sa tension d'alimentation dépasse une vingtaine de volts, la situation se complique et ce d'autant que vous êtes nombreux à ne pas trop aimer l'électro-

nique de puissance. Cet article se propose donc de vous donner quelques idées ou pistes de recherche pour la commande de tels moteurs.

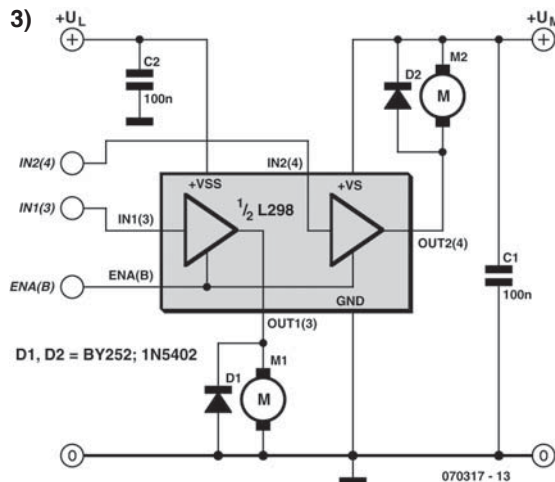




2)



3)



La première méthode, pour commander un moteur à courant continu de puissance, n'est autre que le bon vieux relais ou, plus exactement, la paire de relais. Sous réserve en effet de câbler ces derniers comme indique **figure 1**, vous disposez d'une commande de sens de fonctionnement selon ceux des relais qui sont collés et décollés, ainsi que d'une commande d'arrêt faisant office de frein électrique très efficace lorsque les deux relais se trouvent dans la même position. Dans ce cas en effet, le moteur se retrouve court-circuité sur lui-même et il est donc

freiné par sa propre force contre électromotrice (*fcem*). Des relais capables de couper 10 A tout en ne nécessitant que 5 V et quelques dizaines de mA au niveau de leur bobine sont aujourd'hui monnaie courante (voyez par exemple les relais Finder) et peuvent donc être utilisés de la sorte sans difficulté.

Si cette solution électromécanique vous déplaît, nous vous conseillons de recourir au circuit de puissance en pont dont un des dignes représentants est le L298 de ST Microelectronics. Comme le montre son synoptique interne visible **figure 2**, ce circuit renferme quatre amplificateurs de puissance en pont précédés d'une circuiterie logique de commande. Conçu à l'origine pour la commande des « gros » moteurs pas à pas, ce circuit peut recevoir une multitude d'autres applications dont voici quelques exemples.

En raison de la relative indépendance des amplificateurs qu'il contient, il peut être utilisé pour commander quatre moteurs sous réserve de se satisfaire d'un seul sens de rotation. Il est alors possible de ramener une des connexions de ces moteurs à la masse ou à l'alimentation comme indiqué **figure 3**. En jouant sur les combinaisons de niveaux logiques des entrées de commande et d'inhibition du L298, on dispose même de deux possibilités d'arrêt du

moteur comme indiqué dans le tableau ci-dessous : le mode « roue libre » ou non freiné, ou le mode freiné comme vu précédemment avec le schéma à relais.

Si le sens de rotation du moteur doit pouvoir être modifié, il faut alors faire appel à un montage en pont ou en H comme indiqué **figure 4**. Notez que, avec un L298, il est possible de commander ainsi deux moteurs puisque le circuit contient quatre amplificateurs. Un seul L298 suffit donc généralement pour les moteurs de propulsion droite et gauche d'un robot mobile.

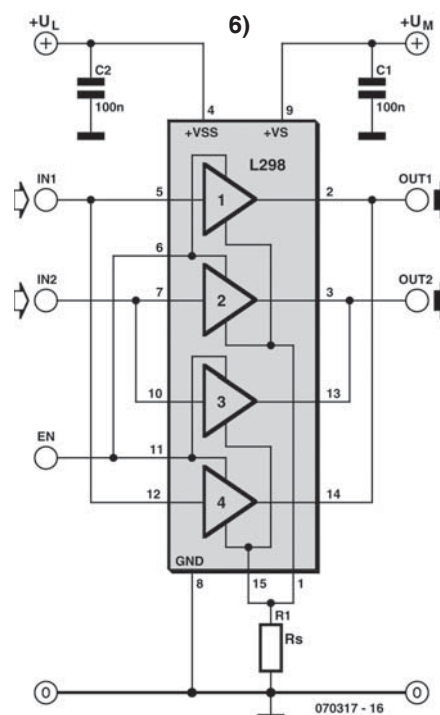
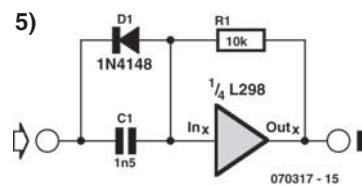
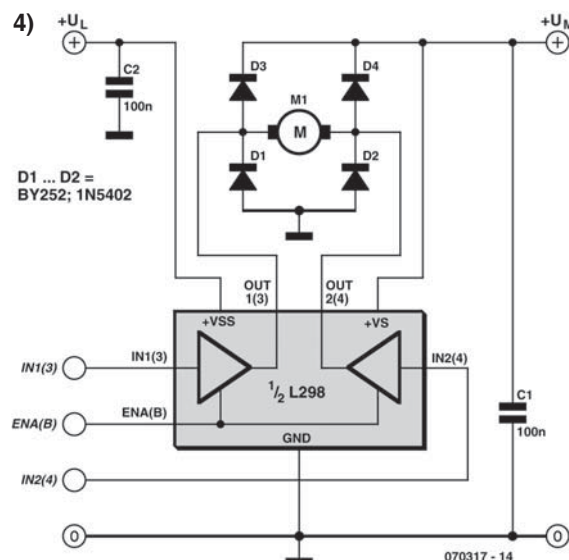
Bien que le circuit dispose d'une protection contre les échauffements excessifs, sachez que vous pouvez accroître sa sécurité de fonctionnement en surveillant le courant consommé par les moteurs. Il suffit pour cela de placer une résistance de très faible valeur entre les entrées SENSEA ou SENSEB et la masse. Cette résistance sera alors traversée par l'intégralité du courant consommé par le moteur connecté aux bornes de l'amplificateur correspondant et, par simple application de la loi d'Ohm et mesure de la tension à ses bornes, il sera ainsi possible de surveiller ce courant.

Si vous ne souhaitez pas mettre en place cette surveillance, il est alors conseillé de protéger le circuit des éventuels courts-circuits de ses sorties à la masse, qui sont les plus susceptibles de se produire dans un robot (une cosse du moteur qui touche le châssis métallique par exemple !). Dans ce cas, le schéma de la **figure 5** est préconisé par ST Microelectronics. Ce circuit se déclenche en 10  $\mu$ s et se réarme tout seul lorsque le court-circuit disparaît.

Le L298 est capable de supporter une tension d'alimentation maximum de 46 V et chacun de ses amplificateurs de puissance peut fournir un courant de 2 A ce qui est déjà une valeur plus que confortable, même pour un robot mobile relativement lourd. Si cela ne vous suffit pas, sachez qu'il est possible de monter les amplificateurs de puissance en

**Tableau 1**

EnA(B)	In1(3)	In2(4)	M1	M2
H	H	H	Frein	Rotation
H	L	L	Rotation	Frein
L	X	X	Arrêt en roue libre	Arrêt en roue libre



parallèle, sous réserve de ne pas le faire « n'importe comment ». On dispose alors d'un courant de sortie maximum de 3,5 A. Pour cela, il faut respecter le schéma de la **figure 6** à l'exclusion de tout autre ; c'est à dire encore que les amplificateurs 1 et 4 d'une part et 2 et 3 d'autre part doivent être mis en parallèle.

Remarquez, avant de conclure cet article, que les diodes de protection ne sont pas intégrées dans le L298. Il est donc indispensable de les prévoir en externe comme nous l'avons fait sur chacune de nos figures, sinon c'est la destruction assurée du L298 dès les premiers tours de roues du robot !

Ce circuit n'est bien sûr pas le seul qui soit utilisable pour commander des moteurs à courant continu de

puissance pour des applications robotiques. Des boîtiers plus récents et/ou plus performants existent en effet aujourd'hui. Le L298 présente cependant l'avantage d'être bien distribué, peu coûteux et de pouvoir répondre à une large plage de besoins ce qui justifie largement à nos yeux cette présentation de ces divers modes d'utilisation.

Et si vous êtes un tant soit peu curieux, vous pourrez en outre découvrir sur le site de ST Microelectronics ([www.st.com](http://www.st.com)) de nombreuses notes d'applications qui lui sont consacrées et qui seront autant de source d'idées complémentaires pour le mettre en œuvre.

(070317-I)

B.Broussas

## 175 Robot-footballeur

### ACTIONNEURS

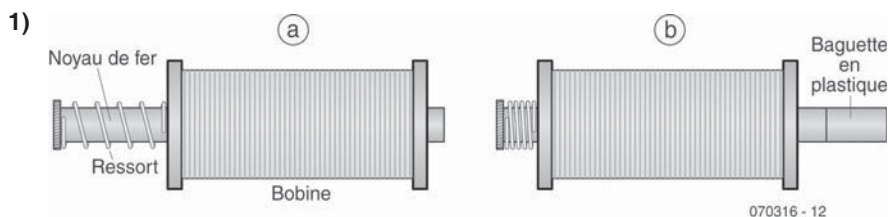
Vous avez peut-être vu ces images de Robocup et de footballeurs qui tiraient des balles très rapides sur le terrain. Il n'est pas absolument indispensable d'être un professionnel pour réaliser une électromécanique de ce style. Il est possible d'en faire autant avec des moyens « maison » très bon marché.

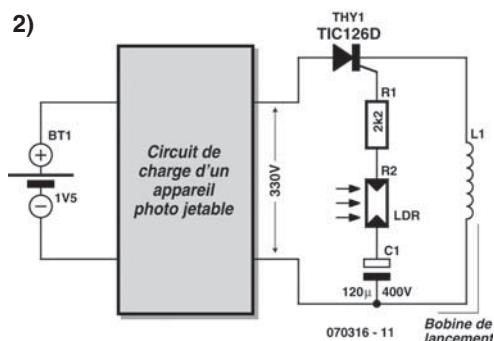
Pour tirer une balle avec la force nécessaire, les jambes du robot sont commandées par des électroaimants de levage. La qualité du tir dépend toutefois plus de l'accélération que de la force. Les électroaimants du commerce ne conviennent pas. Ils sont certes puissants, alimentés en général sous 12 V ou 24 V, mais beaucoup trop lents pour ce que nous voulons faire. L'effet magnétique dynamique (l'impulsion donc) de la bobine sur un induit en fer, considéré en fonction du temps dépend – toutes grandeurs statiques telles que nombre de spires, géométrie de bobine, perméabilité mises à part – de la vitesse de variation du courant dans la bobine. Le courant variera d'autant plus vite que nous choisirons une tension plus élevée. Il nous faut donc de la haute tension.

Nous confierons la production de la haute tension

aux composants d'un appareil photo jetable avec flash que l'on peut éventuellement récupérer gratuitement dans un magasin spécialisé. L'électronique de l'appareil contient une cascade haute tension avec condensateur d'alimentation du flash. Ces pièces conviennent parfaitement au footballeur. Il reste à les récupérer.

Ouvrez prudemment l'appareil après l'avoir déchargé. Commencez par retirer la pile pour ne pas risquer de vous brûler les doigts sur le condensateur. Déchargez prudemment ce dernier sur une résistance (de l'ordre du kilo-ohm). Sortez ensuite la platine. Comme le condensateur se chargera par la suite en permanence, vous pouvez court-circuiter l'interrupteur. Nous avons récupéré notre platine sur un petit Kodak qui chargeait en 16 s sous 330 V avec une pile de 1,5 V son condensateur de 120  $\mu$ F. Pour la suite, nous nous servirons dans la boîte de couture : nous avons besoin de deux petites bobines de fil (vides), que nous transformerons en inductances avec du fil de cuivre émaillé. Quel diamètre de fil ? En prenant du fil très fin, vous bobinez évidemment plus de spires sur un plus grand nombre de





couches et fabriquerez une forte inductance. Un fil trop fin a toutefois l'inconvénient d'offrir une plus grande résistance au passage du courant. Il s'agit de trouver le bon compromis. Un conseil pour vous simplifier le bobinage du fil fin : commencez par coller une couche de ruban adhésif double face sur le corps de la bobine. Vos spires y adhéreront et le fil ne se décalera pas. Faites de même entre chaque couche de façon à éviter aux spires de se croiser. Terminez la bobine par une couche de ruban isolant en laissant bien sûr dépasser les deux fils de connexion du paquet (avec un isolant supplémentaire).

Vous trouverez, avec un peu de chance, les deux noyaux de fer dans la boîte de fin de série d'un magasin d'électronique. À défaut, vous êtes condamné à les fabriquer. Prenez de l'acier rond (ni acier « VA » ni matériau non ferreux) chez un quincaillier ou un mécanicien. Vos ronds d'acier doivent pouvoir coulisser sans trop de jeu dans les bobines. Percez un trou à une extrémité de chaque noyau et fixez-y une petite rondelle qui empêche un léger ressort de pression de sortir. La fonction du ressort est de rappeler rapidement la jambe après chaque tir (**figure 1a**) à sa position initiale (**figure 1b**). Enfilez les noyaux dans les bobines et collez des cylindres de plastique à leurs extrémités libres, celles qui seront en contact avec la balle.

La commande est très simple, comme le montre la **figure 2** : un thyristor TIC126D est inséré comme déclencheur final entre la platine haute tension et la bobine. Le thyristor est amorcé optiquement par l'intermédiaire d'une LDR qui assure la séparation galvanique entre la haute tension et l'électronique de commande.

(070316-I)

Julian Straub

## 176 Un robot avec une mémoire d'éléphant

DIVERS

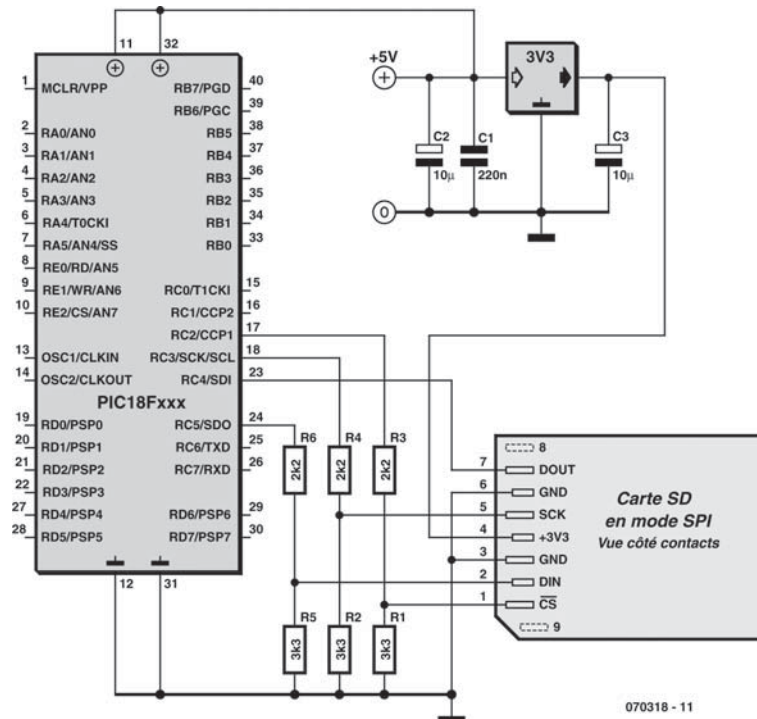
Si les applications robotiques ludiques peuvent généralement se satisfaire des quelques octets à quelques centaines d'octets de mémoire Flash dont dispose aujourd'hui la majorité des microcontrôleurs ; certaines applications plus « sérieuses » ou plus complexes ont besoin de capacités mémoire beaucoup plus importantes. Un robot mobile peut ainsi avoir en mémoire la cartographie complète d'un lieu sous forme de coordonnées telles que celles fournies par un GPS par exemple. Ou bien alors il peut être chargé de collecter une grande quantité d'informations délivrées par ses capteurs.

En présence d'une telle situation, il est bien sûr possible de réaliser une ou des cartes mémoires spécifiques en utilisant les boîtiers EEPROM Flash de forte capacité existant aujourd'hui sur le marché. Cette approche se heurte toutefois assez vite à de nombreux problèmes. Le premier est celui de la réalisation des circuits imprimés nécessaires. En effet, la majorité des mémoires de ce type n'est disponible

qu'en boîtier CMS dont la densité des pattes rend la réalisation d'un circuit imprimé par l'amateur délicate, sans parler de la difficulté qu'il y a ensuite à souder correctement de tels circuits. Le deuxième problème est que ces mémoires étant surtout destinées au marché professionnel, il est parfois très difficile de se les procurer sur le marché amateur.

Nous vous proposons donc, avec cet article, une solution originale à ce problème pour peu que votre robot soit équipé d'au moins un microcontrôleur PIC et que vous acceptiez de le programmer en Basic. Il s'agit là de contraintes relativement légères vous en conviendrez, surtout lorsque vous saurez qu'en procédant de la sorte vous pourrez doter votre robot d'un giga-octet de mémoire, voire plus, pour seulement quelques dizaines d'euros !

La mémoire que nous avons retenue est tout simplement de la mémoire vendue sous forme de cartes SD (*Secure Digital Card*), initialement destinées aux appareils photos numériques et autres baladeurs. Cette mémoire est en effet très peu coûteuse



aujourd'hui (environ 10 € pour 1 giga-octet au moment où ces lignes sont écrites), très compacte et d'une fiabilité à toute épreuve dès lors que vous ne dépassez pas le nombre maximum de cycles d'écriture, qui se chiffre en centaine de milliers, voir en millions selon l'optimisme des fabricants...

L'interfaçage matériel d'une telle mémoire avec un microcontrôleur PIC est relativement facile car les mémoires de type SD disposent d'un mode de fonctionnement compatible de l'interface série synchrone de type SPI présente sur ces microcontrôleurs. La seule précaution à prendre concerne les niveaux électriques car ces cartes mémoire travaillent en 3,3 V alors que, le plus souvent, les PIC de nos robots sont alimentés en 5 V. La figure ci-jointe propose un schéma utilisable avec tous les microcontrôleurs PIC de la famille PIC18 de Microchip.

Par contre, le problème est nettement plus délicat pour ce qui est du logiciel de gestion de ces cartes mémoires. En effet, contrairement à ce que l'on pourrait croire de prime abord. Il ne s'agit pas de simples mémoires EEPROM Flash à accès série mais de modules dotés d'une intelligence locale. Il n'est donc pas possible de lire ou d'écrire directe-

ment dans ces mémoires comme vous le feriez par exemple avec une banale EEPROM à accès série telle qu'une 24C16 par exemple.

Le dialogue doit respecter un protocole précis car la carte ne comprend qu'un certain nombre de commandes auxquelles elle répond. Divers registres internes aux significations bien précises sont également à notre disposition. Enfin, le positionnement des données dans la carte ne se fait pas « n'importe comment » mais respecte un principe similaire à celui que l'on rencontre sur les disquettes et disques durs avec, notamment, une FAT (*File Allocation Table*) qui indique où sont rangées les données contenues de ce fait dans des fichiers.

Même s'il est possible de gérer toutes ces informations en écrivant soi-même les sous-programmes nécessaires en langage machine, c'est là une tâche longue, fastidieuse et source d'erreurs.

Fort heureusement, si l'utilisation d'une telle carte mémoire dans votre robot vous intéresse, sachez qu'il existe un compilateur Basic (pour microcontrôleurs PIC seulement au moment où ces lignes sont écrites) disposant d'une bibliothèque de gestion complète de cartes mémoires de type SD câblées comme indiqué sur notre figure.



Il s'agit du compilateur MikroBasic de Mikroelektronika que vous pouvez découvrir sur le site Internet de son éditeur ([www.mikroelektronika.co.yu](http://www.mikroelektronika.co.yu)) et dont il existe une version de démonstration fonctionnelle permettant de le tester avant tout achat. Outre les fonctions classiques présentes sur tous les compilateurs Basic pour PIC dignes de ce nom que l'on trouve aujourd'hui sur le marché, il dispose d'une bibliothèque de gestion complète de cartes mémoires de type SD (et également de type Compact Flash mais ce n'est pas le propos de cet article).

Nous n'allons pas détailler ici les seize instructions disponibles pour manipuler les cartes SD et ce d'autant que vous pouvez télécharger gratuitement le manuel de ce compilateur (en langue anglaise uniquement) sur le site de son éditeur. Sachez seulement que le recours à ce produit facilite énormément, et encore le mot n'est pas assez fort, la gestion de telles cartes.

Ainsi par exemple, si vous avez rempli une zone de mémoire tampon (un *buffer* pour parler comme nos amis Anglais) et que vous souhaitez la stocker dans la carte SD, il vous suffira d'écrire :

```
status = Mmc_Write_Sector (numero, buffer)
où :
```

- *status* est une variable qui contient un code numérique renvoyé par la commande indiquant le résultat de son exécution (0 pour un succès, 1 pour une erreur lors de l'envoi de la commande, 2 pour une erreur lors de l'écriture proprement dite).
- *numero* est le numéro du secteur de la mémoire SD dans lequel on souhaite écrire (nous vous avons indiqué ci-dessus que le rangement des données ressemblait à ce que l'on trouvait sur un disque dur ; en

voici la matérialisation).

- *buffer* est l'étiquette repérant le début d'une zone de mémoire tampon pouvant contenir jusqu'à 512 octets puisque c'est la taille des secteurs de la carte SD.

La lecture des informations stockées sur la carte SD et leur transfert en mémoire vive du processeur du robot est tout aussi simple et se résume à une seule ligne de code :

```
status = Mmc_Read_Sector (numero, buffer)
où :
```

- *status* est une variable qui contient un code numérique indiquant le résultat de l'exécution de la commande (0 pour un succès, 1 pour un échec).
- *numero* est le numéro du secteur de la mémoire SD que l'on souhaite lire.
- *buffer* est l'étiquette repérant le début d'une zone de mémoire tampon dont la taille doit être au moins de 512 octets ; zone qui va recevoir les données lues dans le secteur sélectionné sur la carte.

Comme vous pouvez le constater, il est difficile de faire plus simple même si, dans le cadre de cet article nécessairement synthétique, nous avons passé sous silence les instructions de gestion de la FAT de carte. Ces dernières sont toutefois d'usage beaucoup moins courant une fois que la structure de la carte est définie et un exemple commenté et détaillé est fourni à leur sujet dans le manuel du compilateur.

Alors, si votre robot a besoin de beaucoup de mémoire, prêtez-lui la carte SD de votre appareil photo et faites un tour du côté de chez Mikroelektronika ([www.mikroelektronika.co.yu](http://www.mikroelektronika.co.yu)).

(070318-I)

B.Broussas

## 177 Quel cerveau pour mon robot ?

MICROPROCESSEURS

### Petit guide pratique

Plus encore que toute autre réalisation électronique, un robot ne peut aujourd'hui quasiment pas se passer de la présence d'au moins un microcontrôleur pour le piloter. La question de son choix se pose donc tout naturellement et cet article est là pour vous aider dans cette tâche délicate. En effet, si les robots les plus simples peuvent se satisfaire de quasiment n'importe quel type de microcontrôleur programmé dans

le langage de votre choix ; au fur et à mesure que la complexité du robot croît, on s'aperçoit que certains circuits sont mieux adaptés que d'autres à une application purement robotique.

Après un court exposé des besoins particuliers qui caractérisent les robots, nous allons donc vous présenter un certain nombre de microcontrôleurs et tenter de mettre en avant leurs points forts dans le cadre d'une utilisation robotique.

**Tableau 1. Brochage du Basic Stamp2 en boîtier 24 pattes, adopté par nombre de ses concurrents** (Basic Atom 24, Cubloc CB220, Javelin Stamp entre autres).

Appellation	N° de broche	Fonction
S <sub>OUT</sub>	1	Sortie de programmation (port série du PC)
S <sub>IN</sub>	2	Entrée de programmation (port série du PC)
ATN	3	Entrée de programmation (port série du PC)
V <sub>SS</sub>	4 et 23	Masse
P0 à P15	5 à 20	Ports d'entrées/sorties
V <sub>DD</sub>	21	Sortie (entrée si VIN trop faible) 5 V stabilisés
RST	22	Entrée de <i>reset</i> externe manuel si nécessaire
V <sub>IN</sub>	24	Alimentation positive non stabilisée de 5 à 15 V (12 V pour 2E, 2SX et 2P24)

### Le besoin crée l'organe

Si on le compare à un montage électronique classique, un robot comporte certaines particularités qui influent directement sur le choix du microcontrôleur qui l'équipe. Ainsi, qu'il soit fixe ou mobile – et les premiers robots réalisés par des amateurs sont très souvent mobiles car il faut bien reconnaître que ce sont les plus spectaculaires – un robot comporte toujours un ou plusieurs moteurs. Comme vous avez pu le découvrir tout au long de ce numéro d'Elektor, ils peuvent revêtir la forme de servos de radiocommande, de moteurs pas à pas ou bien encore de moteurs à courant continu. Aucun ne se commande exactement de la même façon mais tous demandent au microcontrôleur de savoir générer de manière plus ou moins répétitive des impulsions.

Notre robot est évidemment muni de capteurs. Si les versions les plus simples se contentent de simples « moustaches » ou détecteurs d'obstacles à contacts ; au fur et à mesure que les robots évoluent, ils se couvrent littéralement de capteurs dont certains peuvent être très complexes.

Les informations qu'ils délivrent sont le plus souvent de type numérique, depuis la simple information « tout ou rien » d'un interrupteur ouvert ou fermé, aux complexes trames NMEA d'un récepteur GPS. Quelques rares capteurs fournissent également une information sous forme analogique et il importe de ne pas les oublier.

Le microcontrôleur de notre robot doit donc disposer de nombreuses lignes de ports parallèles pour les informations de type « tout ou rien », mais également d'interfaces série asynchrones et synchrones (I<sup>2</sup>C, SPI, etc.) pour les capteurs délivrant une information plus complexe (boussoles électroniques, inclinomètres, etc.) ainsi que d'au moins un conver-

tisseur analogique/digital pour les informations de type analogique.

Jusque là, tout ce que nous avons exposé reste à la portée de tous les microcontrôleurs actuels et ne nous aide pas beaucoup à faire notre choix. En fait, la situation est plus compliquée que peut le laisser croire cet exposé que l'on peut qualifier de « statique ». En effet, lorsque notre robot est en mouvement il faut tout à la fois commander ses moteurs, interpréter l'information délivrée par les capteurs et prendre les décisions qui s'imposent. Sur les robots les plus simples, dotés d'un faible nombre de capteurs, on peut y arriver en programmation séquentielle classique, mais dès que le nombre ou la complexité des capteurs augmente, la situation devient vite inextricable. Il faut alors faire appel à un fonctionnement multitâche, c'est à dire encore à un mode de fonctionnement pendant lequel le microcontrôleur s'occupe tout à la fois et « en même temps » des capteurs, des moteurs et des prises de décisions. Tous les microcontrôleurs et tous les langages de programmation sont hélas loin de pouvoir y parvenir.

La dernière particularité des robots est que, contrairement à des montages électroniques classiques, ils sont souvent réalisés par des amateurs venus d'autres horizons que l'électronique. Mécaniciens, modélistes, simples curieux se lancent ainsi dans la conception de robots. Pour tous ces concepteurs, qui apportent beaucoup au monde de la robotique car ils ont une vision différente de celle des électroniciens, il faut que le microcontrôleur soit simple à mettre en œuvre et à programmer. Cette simplicité bute parfois sur l'écueil du fonctionnement multitâche que nous venons d'évoquer mais nous allons voir que, par un choix judicieux du microcontrôleur, il est possible de concilier l'inconciliable.

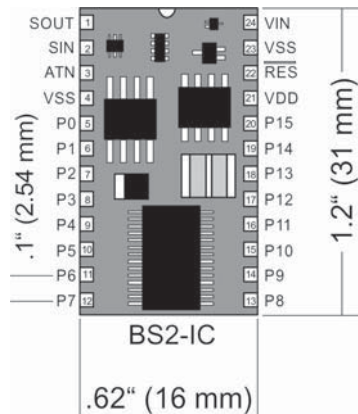


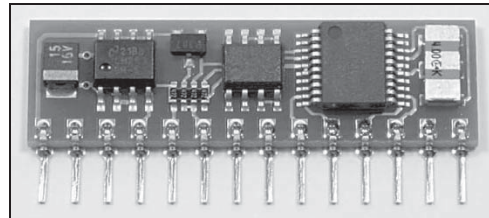
Figure 1 - L'aspect physique, les dimensions et le brochage du Basic Stamp 2 ont été repris par nombre de ses concurrents : Basic Atom 24, Javelin Stamp, Cubloc CB220 entre autres.

### Microcontrôleurs ordinaires ou spéciaux ?

Si l'électronique n'a plus de secret pour vous et si la programmation ne vous fait pas peur, vous pouvez bien évidemment choisir pour votre robot un microcontrôleur classique. PIC de chez Microchip, AVR de chez Atmel, etc. ; la liste est longue d'autant que chaque fabricant propose une large palette de circuits aux ressources très diverses.

Ainsi chez Microchip, la famille PIC18 est en train de supplanter peu à peu la famille PIC16 qui a fait les délices des amateurs pendant de nombreuses années. Les circuits sont en effet plus performants, plus puissants et coûtent à peine plus cher. Quant aux outils de développement, l'indétrônable MPLAB, de plus en plus agréable d'emploi et toujours gratuit bien sûr, fonctionne aussi bien avec les uns qu'avec les autres et la transition se fait donc en douceur. Et si la puissance de la famille PIC18 ne vous suffit pas, la famille PIC24 est toute prête à la remplacer comme Elektor s'en est fait l'écho à partir du numéro 343 avec la présentation de l'Explorer-16.

Même son de cloche chez Atmel où les circuits AVR de la gamme ATmega, rares et coûteux il y a encore quelques années, sont aujourd'hui à portée de toutes les bourses avec leurs innombrables ressources internes et leurs capacités mémoire parfois impressionnantes. Là encore l'outil de développe-



Même s'il est un peu dépassé aujourd'hui, voici le père de tous les Basic Stamp : le Basic Stamp 1.

ment AVR Studio est gratuit et se trouve à votre disposition sur le site d'Atmel.

Compte tenu de ce que nous venons d'écrire, ce n'est cependant pas à ces circuits « classiques » que nous allons nous intéresser, d'autant que ce sujet a déjà été traité par le passé dans Elektor (numéro 322), mais à des microcontrôleurs « spéciaux » qui rencontrent un vif succès en robotique en raison de leur facilité de mise en œuvre et des particularités de leur langage de programmation. Vous connaissez certainement le plus ancien d'entre eux qui n'est autre que le célèbre Basic Stamp, mais il est loin aujourd'hui d'être le seul. En effet, ce concept imaginé par Parallax a fait des émules, et on rencontre désormais sur le marché de nombreux microcontrôleurs qui se réclament de sa filiation tout en prétendant, bien sûr, faire beaucoup mieux. C'est parmi ces circuits, que nous vous proposons de faire votre choix.

### Un ancêtre qui a bien vieilli

Pour ceux d'entre vous qui ne le connaîtraient pas encore, sachez que le Basic Stamp, développé et commercialisé dès 1993 aux Etats-Unis par la société Parallax, est un microcontrôleur qui se comporte comme s'il était directement programmable en Basic, mais cette particularité est loin d'être la seule à avoir assuré son succès. En effet, c'est aussi un microcontrôleur prêt à l'emploi car il ne lui faut ni quartz d'horloge, ni circuit de *reset* externe, ni même une alimentation stabilisée pour fonctionner. Il dispose déjà de tout cela en interne.

Comme tout microcontrôleur qui se respecte, le Basic Stamp doit être programmé, mais cette programmation se réalise en langage Basic, simple d'emploi et accessible à tous, au point d'être presque devenu un standard sur lequel se sont appuyés ses successeurs. Aucun programmeur

**Tableau 2. Caractéristiques principales des différents Basic Stamp et du Javelin Stamp.**

Paramètre	Basic Stamp 2	Basic Stamp 2SX	Basic Stamp 2E	Basic Stamp 2P24	Basic Stamp 2P40	Javelin Stamp
Microcontrôleur	PIC16C57	SX28	SX28	SX48	SX48	SX48
Fréquence d'horloge	20 MHz	50 MHz	20 MHz	20 MHz	20 MHz	25 MHz
Mémoire de programme (octets)	2K	8x2K	8x2K	8x2K	8x2K	32K
Mémoire de programme (instructions)	500	4 000	4 000	4 000	4 000	–
Mémoire de travail (octets)	32	32	32	38	38	32 K
Mémoire bloc-notes (octets)	–	64	64	128	128	–
Vitesse (inst./sec.)	4000	10000	4000	12000	12000	8500
Nombre d'instructions Basic	36	39	39	55	55	0 (Java)
Entrées/sorties parallèles	16	16	16	16	32	16
Courant maximum absorbé/fourni par sortie	20/25 mA	30/30 mA	30/30 mA	30/30 mA	30/30 mA	30/30 mA
Courant maximum absorbé/fourni par circuit	40/50 par groupe de 8 entrées/sorties	60/60 par groupe de 8 entrées/sorties	60/60 par groupe de 8 entrées/sorties	60/60 par groupe de 8 entrées/sorties	60/60 par groupe de 8 entrées/sorties	60/60 par groupe de 8 entrées/sorties
Interface de programmation	Port série PC 9600 bauds	Port série PC 9600 bauds	Port série PC 9600 bauds	Port série PC 9600 bauds	Port série PC 9600 bauds	Port série PC 28800 bauds
Tension d'alimentation	5 à 15 V	5 à 12 V	5 à 12 V	5 à 12 V	5 à 12 V	5 à 24 V
Consommation en fonctionnement	8 mA	60 mA	20 mA	40 mA	40 mA	80 mA
Consommation en veille	100 µA	200 µA	100 µA	400 µA	400 µA	Pas de mode veille

n'est nécessaire puisque ce dernier se résume à ... un simple câble reliant le Basic Stamp ou port série de n'importe quel PC, même ancien ou de bas de gamme. L'outil de développement, destiné à l'écriture des programmes, est totalement gratuit et disponible en téléchargement libre sur le site de Parallax.

Même si le plus simple des Basic Stamp, en l'occurrence le Basic Stamp1, peut être utilisé pour piloter un robot, nous vous conseillons sans hésiter de faire appel au minimum au Basic Stamp2 afin de bénéficier de ressources plus nombreuses et d'un jeu d'instructions plus riche. En outre, de très nombreux successeurs du Basic Stamp2, appelé BS2 dans la suite de cette étude, lui sont compatibles broche à broche, ce qui permet un éventuel remplacement lors de l'évolution du robot sans avoir à modifier l'électronique associée.

La **figure 1** présente tout à la fois l'aspect physique du BS2 et son brochage tandis que les fonctions des différents signaux disponibles sont rappelées

**tableau 1.** Comme tous ses successeurs, le Basic Stamp n'est pas un « vrai » circuit intégré mais un minuscule circuit imprimé de la taille d'un circuit intégré DIL à 24 pattes sur lequel ont pris place un certain nombre de composants CMS dont : un microcontrôleur, sa circuiterie de *reset* et d'horloge, une mémoire EEPROM destiné au stockage du programme et un régulateur 5 V pour son alimentation.

Basé sur un « vieux » PIC16C57 à 20 MHz, le BS2 se programme directement en Basic, appelé parfois PBasic, et s'avère capable d'exécuter environ 4000 instructions par seconde tandis que sa mémoire peut stocker environ 500 lignes de programme. Son succès planétaire, et le mot n'est pas trop fort, a poussé Parallax à mettre sur le marché d'autres BS2 dont voici rapidement résumés les points forts.

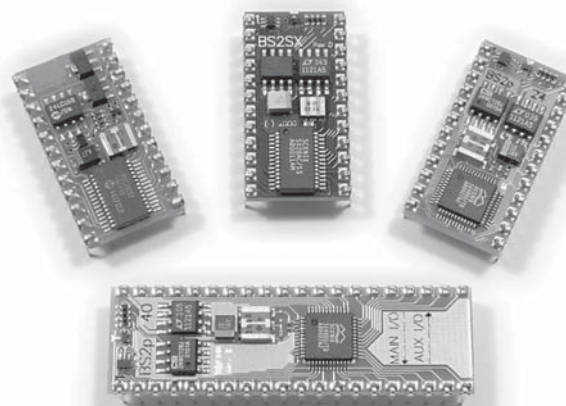
Première évolution à avoir vu le jour, le Basic Stamp2SX ou BS2SX, est en fait une version nettement plus rapide du BS2. Il exécute en moyenne 10000 instructions par seconde grâce au remplacement du microcontrôleur du BS2 par un SX28 de la

société Ubicom. La mémoire de programme est également de taille plus importante et peut accueillir environ 4000 lignes de programme. Tout cela est bien sûr transparent pour l'utilisateur et le jeu d'instructions du BS2SX est identique à celui du BS2 hormis trois instructions nouvelles permettant justement de gérer cette mémoire supplémentaire.

Le BS2SX et sa mémoire de programme de taille relativement importante ont créé un besoin chez certains utilisateurs de Basic Stamp qui, tout en souhaitant bénéficier de cette mémoire plus vaste, n'avaient pas besoin de la vitesse (et donc du prix !) du BS2SX. Parallax leur a donc proposé le Basic Stamp2E qui n'est autre qu'une version « dégradée », uniquement au plan de la vitesse s'entend, du BS2SX. Le Basic Stamp2E a donc toutes les caractéristiques du BS2SX mais il affiche la même vitesse d'exécution des programmes que le BS2.

Les Basic Stamp2P24 et 2P40 présentent quant à eux des innovations plus nombreuses mais peuvent être présentés simultanément car leurs caractéristiques sont identiques à un seul détail près que nous verrons dans un instant. Outre le fait qu'ils soient plus rapides que le déjà rapide BS2SX, puisqu'ils atteignent 12000 instructions par seconde ; ils disposent d'un jeu d'instructions étendu puisque les 36 ou 39 instructions des BS2 ou BS2SX passent à 55. Cette augmentation se traduit par l'apparition d'instructions très puissantes et extrêmement pratiques capable de commander directement un afficheur alphanumérique à cristaux liquides, de dialoguer avec des périphériques sur bus I<sup>2</sup>C ou bien encore de piloter des circuits disposant d'un bus « un fil » de Dallas. Cette évolution se fait toutefois intelligemment et les 36 instructions du BS2 se retrouvent donc identiques à elles-mêmes parmi les 55 instructions des BS2P24 et BS2P40. Le BS2P24 adopte un brochage compatible des autres Basic Stamp tandis que le BS2P40 adopte l'allure d'un circuit DIL 40 pattes ce qui lui permet de disposer de 16 lignes de ports parallèles supplémentaires par rapport aux boîtiers 24 pattes.

Le **tableau 2** synthétise les informations les plus importantes relatives aux différentes versions de



Le Basic Stamp a fait des petits.

Basic Stamp afin de vous guider dans votre choix. Notez qu'il contient, par raison de commodité, le Javelin Stamp décrit dans la suite de cette étude.

Tous ces Basic Stamp font merveille dans des robots car leur jeu d'instructions a réellement été conçu pour un usage orienté microcontrôleurs. Ainsi, pour faire passer la ligne de port parallèle **P2** au niveau haut on écrit tout simplement **HIGH P2**, pour lui faire générer des impulsions on utilise l'instruction **PULSIN**, pour recevoir des données sous forme série asynchrone on utilise **SERIN** alors que pour lui faire émettre des données sous forme série synchrone on utilise **SHIFTOUT**.

Du fait de la syntaxe très simple et très parlante (en anglais bien sûr mais ce n'est pas vraiment un problème) de ces instructions, n'importe qui est capable d'écrire des programmes pour un Basic Stamp après seulement quelques heures de manipulations et sans connaissances préalables en programmation. En outre, vu l'ancienneté et le succès du Basic Stamp, la bibliothèque de programmes disponibles est immense. Il suffit de « donner un p'tit coup de Google » pour le constater.

Le Basic Stamp est donc à notre avis un bon choix pour qui veut débiter en robotique même s'il présente à nos yeux deux défauts d'inégale importance : il reste un produit cher si on le compare aux autres circuits similaires, et il ne supporte pas le fonctionnement multitâche. Ce point doit toutefois être relativisé par le fait qu'un certain nombre de microcontrôleurs qui le supportent sont compatibles broche à broche avec les Basic Stamp 24 pattes et permettent donc une substitution facile en cas d'évolution du robot en ce sens.



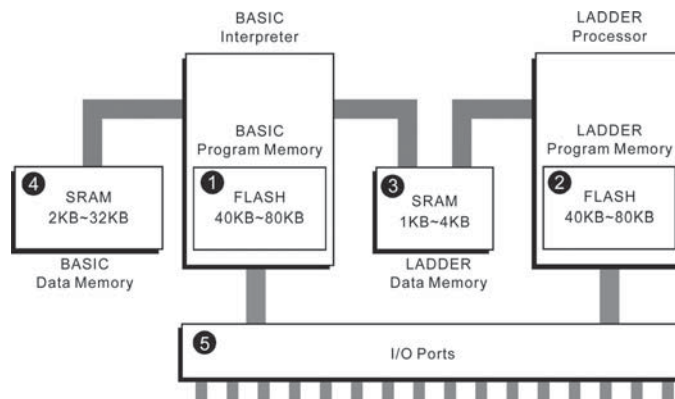
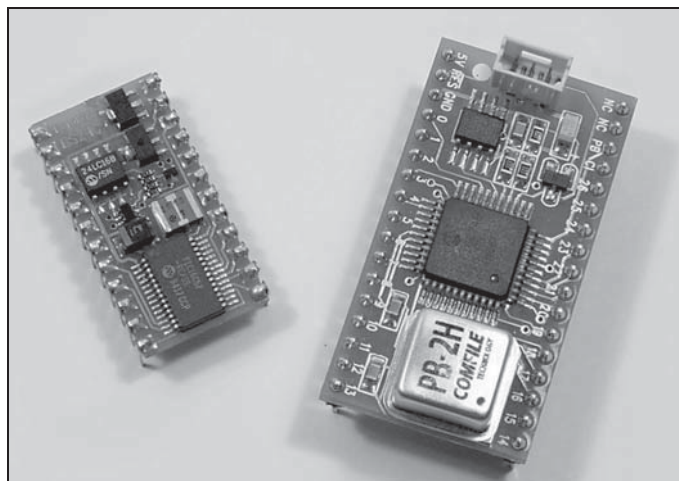


Figure 2 - Architecture interne du Cubloc CB220.



Le PicBasic (à droite) marquait l'entrée de Comfile Technology dans le monde de ces microcontrôleurs particuliers. Il n'était pas encore compatible broche à broche avec le Basic Stamp 2 (à gauche).

### Les « clones » du Basic Stamp

Le succès du Basic Stamp a évidemment fait des envieux et différents produits ont tenté de l'imiter tout en cherchant à compenser certaines de ses faiblesses. Deux produits au moins sont dans ce cas : le Basic Atom24 de la société Basic Micro et la gamme PICBasic de Comfile Technology.

Basé sur un PIC16F876, le Basic Atom24, compatible broche à broche avec les Basic Stamp2 en boîtiers 24 pattes, dispose d'une mémoire de programme de la taille de celle du BS2E. Il est globalement plus rapide, avec environ 33000 instructions par seconde, et propose des ressources internes plus nombreuses dont un convertisseur analogique/digital, deux ports PWM et un relatif support des interruptions. Son jeu d'instructions est également plus riche que celui des Basic Stamp

« classiques » et s'apparente à celui des BasicStamp2P en étant toutefois un peu plus complet du fait de ses ressources internes plus nombreuses. Il peut donc représenter une alternative intéressante au Basic Stamp d'autant qu'il est un peu moins coûteux à l'achat.

A son passif nous devons toutefois noter que lui non plus n'est pas multitâche et que son réseau de distribution laisse à désirer car le produit n'a manifestement pas eu le succès espéré par ses concepteurs (ou est arrivé trop tard sur le marché). Comme il est assez peu utilisé, la bibliothèque de programmes le concernant est également sans commune mesure avec celle du BasicStamp.

Le PICBasic quant à lui est, ou plutôt a été, un succédané de Basic Stamp2 conçu par la société Coréenne Comfile Technology. Nous n'en parle-

Tableau 3. Caractéristiques principales des différents Cublocs.

Paramètre	CB220	CB280	CB290	CB405
Microcontrôleur	ATmega128	ATmega128	ATmega128	ATmega2560
Fréquence d'horloge	18,432 MHz	18,432 MHz	18,432 MHz	18,432 MHz
Mémoire de programme	80 K	80 K	80 K	200 K
Mémoire vive (RAM)	2 K (Basic) 1 K (Ladder)	2 K (Basic) 1 K (Ladder)	24 K (Basic) 4 K (Ladder)	51 K (Basic) 4 K (Ladder) 55 K (pile)
EEPROM de données	4 K	4 K	4 K	4 K
Vitesse (inst./seconde)	36000	36000	36000	36000
Entrées/sorties	16	49	91 (33 entrées, 32 sorties et 26 entrées/sorties)	64
Ports série	1 RS-232 1TTL	1 RS-232 1TTL	1 RS-232 1TTL	4 RS-232
Convertisseur A/D	8 canaux 10 bits	8 canaux 10 bits	8 canaux 10 bits	16 canaux 10 bits
Convertisseur D/A	3 canaux 16 bits (PWM)	6 canaux 16 bits (PWM)	6 canaux 16 bits (PWM)	12 canaux 16 bits (PWM)
Interruptions externes	–	4	4	4
Compteurs rapides	2x32 bits	2x32 bits	2x32 bits	2x32 bits
Horloge temps réel	–	–	Oui	–
Tension d'alimentation	5 à 12 V	5 V	5 V	5 V
Consommation en fonctionnement	40 mA	40 mA	70 mA	50 mA
Boîtier	DIL 24 pattes compatible Basic Stamp2	Module 64 pattes	Module 108 pattes	Module 80 pattes

rons pas ici car ce produit est manifestement en voie d'extinction si l'on en croit le site Internet de Comfile, au profit de la gamme Cubloc de ce même fabricant. Lorsque vous aurez découvert dans un instant les possibilités du Cubloc et sachant qu'un CB220 (entré de gamme Cubloc) coûte quasiment le même prix qu'un PICBasic2S, vous comprendrez aisément les raisons de cet abandon.

### Un premier pas vers le multitâche

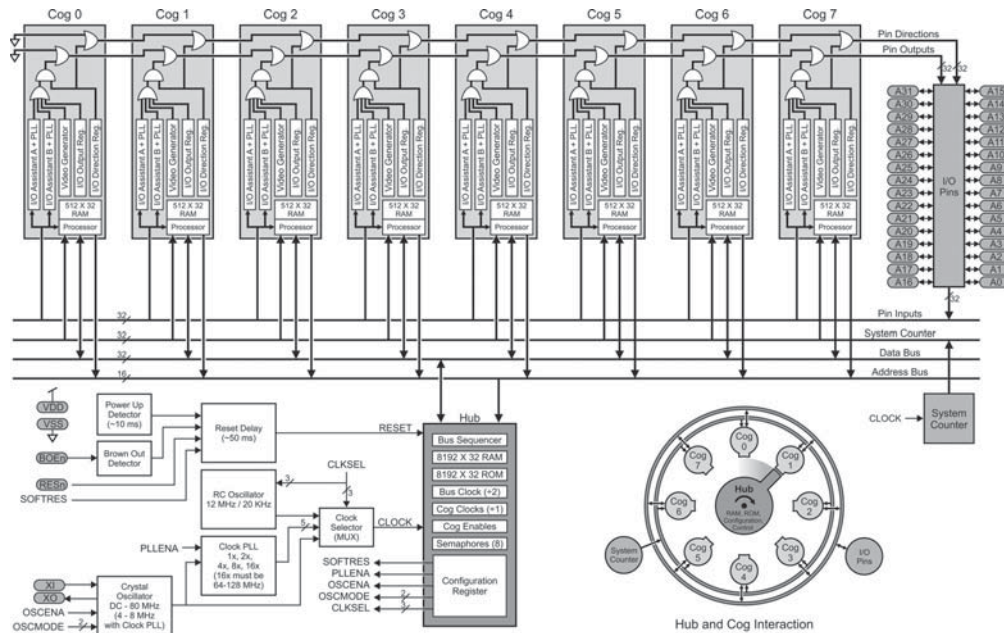
C'est encore une fois Parallax qui a innové en matière de multitâche avec deux produits distincts aux finalités totalement différentes. Le premier, qui est aussi le plus ancien, est le Javelin Stamp, beaucoup moins connu que le Basic Stamp. Il faut dire que son prix qui avoisine les 67 y est peut-être pour quelque chose...

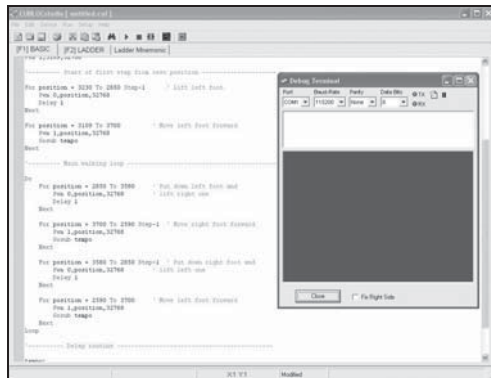
Le Javelin Stamp se présente donc physiquement comme un Basic Stamp2 mais il se programme en Java. Ce n'est pas cela bien sûr qui suffit à lui conférer son caractère multitâche mais le fait qu'il dispose de deux modes de fonctionnement : un mode « avant-plan » (ou *foreground* en bon anglais), dans lequel s'exécute le programme principal écrit en Java donc, et un mode « arrière-plan »

(ou *background*) dans lequel peuvent s'exécuter un certain nombre de tâches indépendamment, et donc en même temps, que le programme principal.

Ces tâches s'exécutent au moyen de périphériques virtuels ou VP qui, pour ce qui est du mode arrière-plan, sont au nombre de cinq : UART, génération de signaux PWM, timer 32 bits, convertisseur digital/analogique 1 bit et convertisseur analogique/digital de type delta sigma. Ainsi par exemple, la génération de signaux PWM en arrière-plan s'avère très intéressante dans le cadre des applications robotiques puisque de nombreux moteurs sont commandés par des signaux de ce type. Le Javelin Stamp peut donc piloter par exemple les moteurs d'un robot et convertir l'information analogique provenant d'un capteur tout en continuant à exécuter son programme principal.

Indépendamment de ces particularités, le Javelin Stamp utilise un processeur Ubicom SX48 fonctionnant à 25 MHz ce qui lui confère une vitesse d'exécution de 8500 instructions par seconde ; ses autres caractéristiques essentielles étant résumées dans le **tableau 2** afin de vous permettre une comparaison rapide avec les Basic Stamp.





Les outils de développement pour Basic Stamp et Cubloc incluent un terminal de mise au point fort pratique.

Afin de faciliter sa prise en mains, il est bien sûr possible de ne le programmer que dans un langage ou dans l'autre, et si vous choisissez le Basic, sachez que sa syntaxe est proche de celle du Basic Stamp avec, toutefois, de nombreuses nouvelles instructions facilitant la génération de signaux PWM, ou bien encore le pilotage d'un bus I<sup>2</sup>C, l'interfaçage avec un clavier, etc.

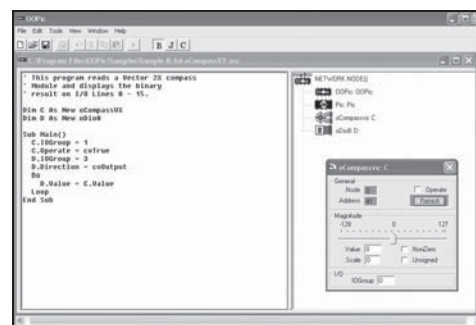
Bien que la gamme Cubloc comporte actuellement quatre modules principaux dont les caractéristiques essentielles sont résumées **tableau 3**, nous vous conseillons de faire vos premières armes avec le CB220. Outre le fait que ce soit le moins coûteux des Cubloc, ce circuit est en effet compatible broche à broche avec le Basic Stamp2 et permet donc de faire évoluer une application monotâche utilisant ce dernier en application multitâche, sans avoir à faire la moindre modification de sa partie électronique.

En outre, compte tenu du fait qu'il est basé sur un ATmega128 à 18 MHz, il peut exécuter environ 36000 instructions par seconde et sa mémoire de programme offre une capacité très confortable de 80 Ko. Notez qu'il dispose également d'un convertisseur analogique/digital 10 bits à 8 canaux et d'un convertisseur inverse 16 bits à 3 canaux capable de générer des signaux PWM.

Le Cubloc CB220 nous semble donc être aujourd'hui un bon choix en matière de processeur destiné à la robotique car il regroupe en un seul boîtier de nombreux atouts : compatibilité matérielle avec le Basic Stamp2, simplicité de la programmation en Basic, possibilité de fonctionnement en



Le langage Spin, dont on voit ici un extrait dans l'outil de développement du Propeller, n'est pas une partie de plaisir mais le jeu en vaut la chandelle.



L'outil de développement de l'OOPic permet d'interagir de manière graphique sur les objets utilisés par le programme.

multitâche ; le tout pour un prix qui reste raisonnable si on le compare à celui des autres produits de cette étude.

## Enfin du vrai multitâche

Que les lecteurs d'Elektor se rassurent, nous n'avons pas été payés par Parallax pour écrire cet article, même si c'est encore un produit de cette société dont nous allons parler maintenant avec le Propeller. Force est de constater en effet que, depuis la sortie du premier Basic Stamp il y a près de 15 ans, Parallax ne s'est pas endormie sur ses lauriers. Mais, alors que les produits précédents étaient basés sur des processeurs existants, le Propeller est véritablement un « silicium » développé par Parallax.

Comme le montre le **figure 3**, il s'agit d'un produit impressionnant de prime abord car il ne comporte pas moins de huit bloc fonctionnels indépendants, les Cogs, comportant chacun son propre processeur et de la mémoire vive. Ces Cogs sont reliés via un bus géré par un Hub qui se charge de la synchronisation de leurs échanges. Par ailleurs, ils se partagent les 32 lignes d'entrées/sorties du produit qui sont toutes banalisées.

Très peu de périphériques spécialisés sont intégrés dans le Propeller mais cela ne pose aucun problème compte tenu du fait que son langage de programmation, appelé Spin, est en fait un langage orienté objet. Si donc vous avez besoin, par exemple, d'un port série RS 232, il vous suffira de puiser dans la volumineuse bibliothèque d'objets mise à votre disposition par Parallax pour y trouver votre bonheur. Vous ferez de même pour générer des signaux PWM, piloter un bus I<sup>2</sup>C, un afficheur LCD, etc.

Compte tenu du fait que l'on dispose de huit Cogs, il est possible de faire tourner simultanément jusqu'à huit applications différentes. Un robot équipé d'un tel processeur n'a donc aucune difficulté à gérer les moteurs de ses roues tout en analysant les données issues de plusieurs capteurs et en prenant les décisions correspondantes.

Bien sûr, le Spin est un peu rébarbatif et l'écriture des premières instructions se fait quelque peu dans la douleur pour qui n'a jamais programmé au préalable, mais le jeu en vaut la chandelle. En outre, Parallax met à votre disposition un forum et surtout une zone de son site sur laquelle chacun peut venir déposer les différents modules objets qu'il a développés pour le Propeller. Cette librairie participative est riche aujourd'hui de plus de 75 modules objets couvrant les domaines les plus divers et ne cesse de s'enrichir.

Si donc vous souhaitez réaliser un robot pour lequel un véritable fonctionnement multitâche est requis, le Propeller est actuellement une des meilleures solutions qui soit, et ce d'autant que le prix du circuit n'est que le quart de celui d'un Basic Stamp, d'un Cubloc CB220 ou d'un produit similaire.

### Un drôle de PIC multitâche

Nous ne saurions terminer cette revue des processeurs spéciaux pour robot par un circuit relativement peu connu sous nos latitudes malgré son indéniable intérêt : l'OOPic. Comme son nom le laisse supposer, ce circuit n'est autre qu'un micro-

contrôleur PIC programmable en langage orienté objet puisque OO signifie en effet « *Object Oriented* » mais ce n'est pas tout.

L'OOPic est en effet un PIC que vous allez pouvoir programmer dans le langage de votre choix : Basic, C ou même Java mais ce programme va se résumer à de simples scripts qui vont appeler des objets. Ces objets, actuellement au nombre de 130, sont capables de gérer quasiment tout ce que l'on peut imaginer piloter au moyen d'un microcontrôleur et, plutôt que d'en faire la liste ici, nous vous renvoyons au site de l'OOPic pour les découvrir.

Tous ces objets peuvent fonctionner simultanément et indépendamment les uns des autres en tâche de fond pendant que le programme principal s'exécute. Il est donc très facile, avec un OOPic, de réaliser une application multitâche. Mais le concept va plus loin. Il est possible de relier ces objets entre eux pour constituer ce que l'on appelle des circuits virtuels réalisant des fonctions complètes. Concrètement, cela signifie que les objets peuvent échanger des informations entre eux, en tâche de fond, sans même que votre programme principal n'ait à s'en occuper.

Autre avantage, et non des moindres de l'OOPic, il dispose d'une possibilité de mise en réseau et l'on peut ainsi interconnecter jusqu'à un maximum de 128 OOPic conjointement à des circuits I<sup>2</sup>C, grâce à un bus à trois fils et sans aucun composant externe supplémentaire. Il est donc possible, avec l'OOPic, de réaliser ce que l'on appelle une architecture robotique semi-distribuée c'est à dire encore de ne plus faire du multitâche mais du multiprocesseur. Un processeur se charge de la gestion de la propulsion, un autre de tel ou tel type de capteur, et ainsi de suite, tandis qu'un processeur « central » n'a plus à se charger que des prises de décisions compte tenu des informations qui lui sont transmises.

Bien sûr, la mise en œuvre d'une telle architecture n'est plus à la portée d'un débutant en robotique mais, après avoir fait ses premières armes avec un Basic Stamp ou un Cubloc par exemple, elle reste accessible à qui veut s'en donner la peine d'autant qu'elle ne nécessite aucun investissement particulier puisque l'OOPic se programme dans le langage de votre choix, que les objets sont mis gratuitement à votre disposition et que la programmation du circuit a lieu avec un simple câble connecté sur le port parallèle de n'importe quel PC.



### Carnet d'adresses

Adresse	Société	Commentaire
<a href="http://www.atmel.com">www.atmel.com</a>	Atmel	Fabricant des microcontrôleurs AVR
<a href="http://www.basicmicro.com">www.basicmicro.com</a>	Basic Micro	Fabricant des Basic Atom
<a href="http://www.comfile.co.kr/english2/">www.comfile.co.kr/english2/</a>	Comfile Technology Site « PicBasic »	Fabricant des PicBasic
<a href="http://www.comfiletech.com">www.comfiletech.com</a>	Comfile Technology Site général	Fabricant des Cubloc
<a href="http://www.microchip.com">www.microchip.com</a>	Microchip	Fabricant des microcontrôleurs PIC
<a href="http://www.oopic.com">www.oopic.com</a>	Savage Innovations	Fabricant des OOPic
<a href="http://www.parallax.com">www.parallax.com</a>	Parallax	Fabricant des: Basic Stamp, Javelin Stamp, Propeller
<a href="http://www.tavernier-c.com">www.tavernier-c.com</a>	–	Site de l'auteur

### Conclusion

Ce panorama est nécessairement incomplet surtout lorsque l'on sait que le manuel de programmation de l'un quelconque des circuits présentés ici comporte au minimum une centaine de pages ! Nous espérons cependant vous avoir fait découvrir

ou re-découvrir des processeurs particulièrement bien adaptés à la robotique et qui, tout en étant simples à mettre en œuvre, ne sacrifient en rien les performances.

(070319-I)

C.Tavernier

## 178 Des accus en double

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

#### Pour augmenter la sécurité de fonctionnement

Alimenter les circuits sur accumulateurs est une méthode éprouvée pour fournir de l'énergie à des appareils indépendants du secteur. Le gros inconvénient, c'est que ces batteries semblent se retrouver à plat au moment le plus incongru. Et vous voilà surpris par cet appareil qui brusquement vous refuse tout service. Il y a des cas où ce n'est rien qu'un peu ennuyeux, il en est d'autres où les conséquences risquent de se révéler catastrophiques. Songeons à un modèle réduit d'avion en vol dont le récepteur n'entend plus rien parce que la batterie n'a plus de « jus » ! Une aventure tout sauf agréable, vous pouvez nous faire confiance !

#### Solution

La solution est en réalité très simple : mettez-en deux ! Au moment où l'un des accus est vide, l'autre prend le relais et fournit le courant nécessaire.

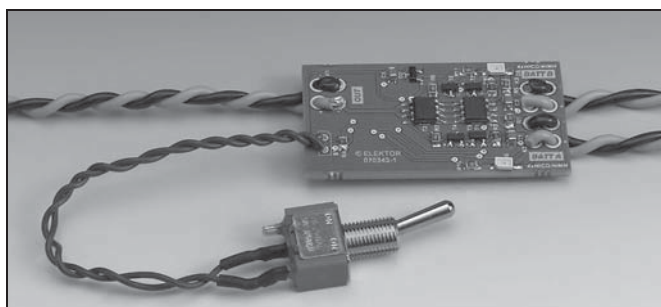
Cela doit évidemment se produire automatiquement, il faut donc un circuit approprié qui s'en occupe. Ce projet a été pensé en fonction de

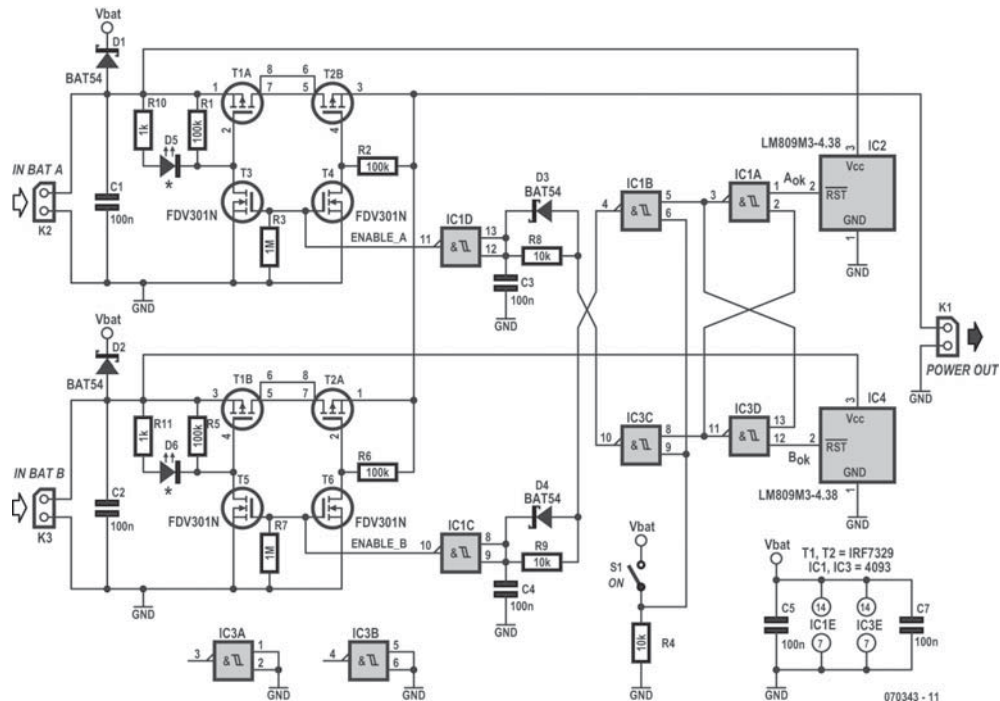
circuits (comme le récepteur d'un modèle réduit) qui fonctionnent sur quatre éléments au CdNi. Le circuit est très petit et, avec des CMS, sa platine peut être tellement petite qu'elle pourra se glisser dans des appareils existants.

#### Simple

Pas de complication de fonctionnement. IC2 mesure la tension aux bornes de l'accumulateur A. Dès que celle-ci tombe sous 4,38 V, l'entrée **RESET** passe du niveau haut au niveau bas. IC4 fait pareil, mais pour l'accumulateur B.

Les deux signaux vont à une bascule bistable (composée de IC1.A et IC3.D) qui détermine lequel des deux accus doit être en service.





Au moment où les deux groupes d'accumulateurs sont déchargés, ils vont alimenter le circuit ensemble. C'est que... mieux vaut un peu d'alimentation que pas du tout !

Les composants D3, R8 et C3 provoquent un retard à la commutation, ce qui fait que l'enclenchement de l'autre accumulateur ne se produit qu'après un certain délai. Il n'est pas souhaitable lors du changement de source que les deux accs alimentent le circuit simultanément. La différence de potentiel entre les deux branches conduirait à un courant de compensation beaucoup trop élevé.

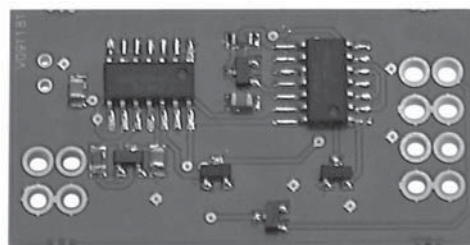
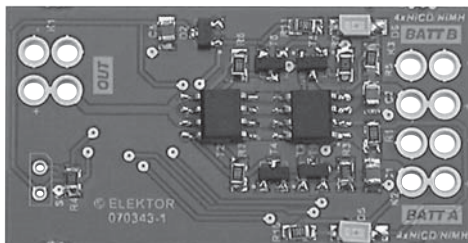
### Commutateur

Pour la commutation, nous préférons un FET à un transistor bipolaire. Cela permet déjà d'épargner le

courant de base du bipolaire. Un inconvénient du MOS-FET est qu'il a toujours une diode intrinsèque. La diode constitue un embarras dans ce circuit. Un des accs va en fait charger l'autre à travers cette diode. On pourrait circonvier la difficulté en branchant en série une diode qui l'en empêcherait. Malheureusement, les diodes provoquent toujours une chute de tension. Même une Schottky abaisserait la tension de 0,3 V environ.

Pour se sortir d'embarras, utilisons un second MOSFET polarisé en inverse. Le truc, c'est que quand un FET est conducteur, le canal est passant dans les deux sens. Du coup, la chute de tension sur la diode interne est éliminée !

Les LED D6 et D5 indiquent quel accumulateur est en service.



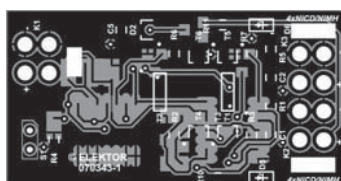
### Utilisation

Le circuit est d'un emploi très simple. Branchez sur les deux entrées d'alimentation (K2 et K3) une batterie de quatre cellules CdNi. La sortie K1 sera alors connectée au circuit que vous avez à alimenter.

L'interrupteur S1 enclenche l'alimentation. Les LED vous diront quelle batterie est en usage. Si jamais les deux batteries étaient vides, vous le remarqueriez à ce que les deux LED seraient allumées en même temps.

(070343-1)

Paul Goossens



### Liste des composants

Attention : tous les condensateurs et résistances sont des CMS du type 0805 !

#### Résistances

R1, R2, R5, R6 = 100 kΩ

R3, R7 = 1 MΩ

R4, R8, R9 = 10 kΩ

R10, R11 = 1 kΩ

#### Condensateurs

C1 à C6 = 100 nF

#### Semi-conducteurs

D1 à D4 = BAT54 (SOT-23)

D5, D6 = LED rouge (SMD 1206)

IC1, IC3 = 4093 (SOIC-14)

IC2, IC4 = LM809M3-4.38 (SOT-23)

T1, T2 = IRF7329 (SOIC-8)

T3 à T6 = FDV301N (SOT-23)

#### Divers

Câbles de connexion

Platine EPS070343-1

## 179 Buggy Formule Flowcode

DIVERS

### Un robot pas cher pour aller plus loin... que l'école

Venu d'une école belge, ce buggy robot de 125 € a pour vocation d'inverser la tendance actuelle, de rendre le goût de l'étude de l'électronique et de la technique en Europe et qui sait, plus loin aussi.

Parmi bien d'autres, dans la fraternité des professeurs d'ingénierie, l'auteur s'aperçoit de plus en plus que l'électronique, comme la plupart des activités orientées vers la science et la technologie, n'a plus la cote auprès des jeunes. Pour des gens qui ont grandi dans la fascination envers la technique, le constat est douloureux et combien paradoxal quand on voit tous ces jeunes séduits par quantité d'ustensiles électroniques comme les i-pods, les caméras numériques ou les téléphones mobiles. On ne sait trop pour quelles raisons l'école rate l'occasion de déployer les efforts voulus pour surfer sur cet intérêt et attirer les jeunes vers les carrières techniques.

De longues et intenses réflexions ont été consacrées à trouver des remèdes et d'abord à identifier les difficultés réelles, sans perdre de vue le fait que l'électronique a des aspects mathématiques, que certaines matières sont difficiles à comprendre et peuvent présenter une image ennuyeuse. On a essayé toutes



sortes d'idées, certaines ont fourni de bons résultats, mais pas suffisamment. Il y a une exception qui sort du lot : Lego. Le robot NXT de Lego a l'air cool, il l'est réellement et amusant à utiliser. Mais il coûte cher, n'apprend pas vraiment grand-chose sur l'électronique, on ne peut pas aller lui jeter un œil « sous le capot » ni l'utiliser comme plate-forme pour étudier plus que des programmes simples.

Il y a environ six mois, lors d'une conversation avec des ingénieurs de Matrix Multimedia en Angleterre, a surgi une inspiration qui pouvait évoluer pour résoudre la question : un robot buggy à programmer soi-même qui offrirait davantage de fonctions que celui de Lego, qui présenterait une architecture ouverte et servirait à toute une gamme d'activités dans l'enseignement et l'étude de l'électronique et de la technique. Depuis, nous avons travaillé ferme pour donner vie à cette idée et nous avons baptisé le projet « Formula Flowcode ».

Formule Flowcode est une solution robotique complète, tant matérielle que logicielle, pour

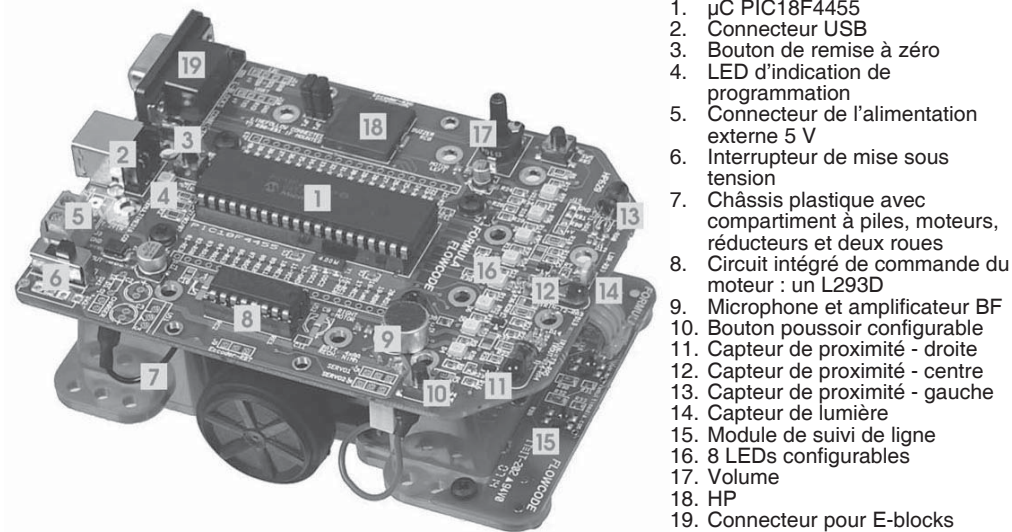


Figure 1 - Les différentes parties de Formule Flowcode.

l'étude de l'électronique et de la programmation. Cet article va s'efforcer de décrire ce que Formule Flowcode fait, comment ça marche et comment, nous l'espérons, elle servira à apprendre tout ce qui concerne la robotique...

### Nous y voilà

La **figure 1** donne une représentation de Formule Flowcode avec une liste des composants et les caractéristiques du buggy. Comment tout cela fonctionne-t-il ? Commençons par le commencement. Le buggy tout entier est conçu au départ d'un nouveau microcontrôleur très puissant, le PIC18F4455 de Microchip. Cette puce à 40 pattes travaille à 24 MHz et exécute des programmes à la vitesse impressionnante de 6 MIPS (méga-instructions par seconde). Un schéma de présentation de cette unité centrale se trouve à la **figure 2**. L'appareil se branche sans intermédiaire à votre port USB et contient une amorce de chargement qui vous permet de le programmer à l'aide d'une version de Flowcode 3 livrée gratuitement avec le buggy. Le PIC18F4455 dispose de deux sorties matérielles PWM, un UART, un bus I<sup>2</sup>C, des entrées analogiques, des interruptions par broche, par port et par temporisateur ainsi qu'un tas d'E/S numériques.

### En commande de moteurs à CC

Les deux moteurs à courant continu avec boîtes de vitesse séparées sont alimentés par une classique puce L293D avec deux ponts en H complets comme

le montre la **figure 3**. Le sens et la vitesse de chaque moteur peuvent se programmer séparément en Flowcode, ce qui permet au buggy d'effectuer les déplacements les plus extravagants qui se puissent imaginer. Comme vous pouvez le voir sur le schéma, le L293 utilise quatre sorties du PIC pour la commande. Deux sorties (RE0 et RE1) déterminent la direction et deux signaux PWM (fabriqués par le matériel) à RC1 et RC2 régissent la vitesse de chaque roue.

### Possibilités d'extension des LED, commutateurs et E-blocks

Le schéma du matériel pour les E/S est représenté à la **figure 4**. Les huit LED et les deux interrupteurs en avant du buggy vous seront très pratiques dans vos premiers pas en Flowcode et se montreront encore plus utiles quand il s'agira de déboguer des logiciels plus complexes sur ce microcontrôleur PIC à 8 bits. En parallèle sur les huit LED, Formule Flowcode est équipée d'un connecteur pour E-blocks. Rien de plus simple, dès lors, de développer le buggy en lui adjoignant des blocs standard tels que LCD, Bluetooth et encore bien d'autres.

### E/S sonore et capteur de lumière

Le buggy peut réagir au son (battement de mains) grâce à un microphone amplifié connecté à RB2. Comme le montre la **figure 5**, ce capteur de sons peut s'utiliser comme entrée numérique, comme interruption externe ou même comme entrée analo-



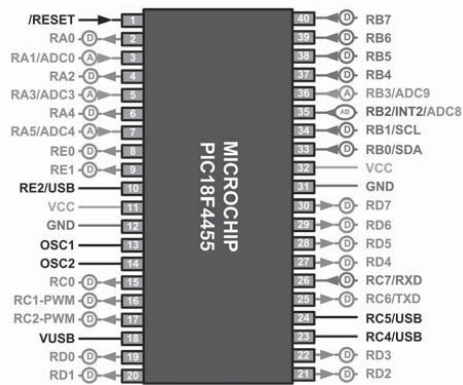


Figure 2 - Le schéma du PIC18F4455 a ici été simplifié, il ne montre que les fonctions réellement utilisées des broches du PIC. D indique les E/S numériques, A les analogiques.

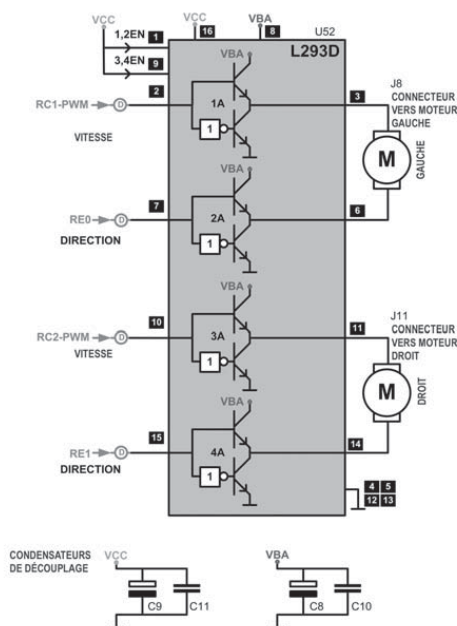


Figure 3 - Le L293D est un circuit de pilotage de moteur avec pont en double H.

gique. Le buggy dispose aussi d'un haut-parleur simple à haute impédance auquel on peut faire reproduire des fréquences entre 100 Hz et 17 kHz. Sur la face avant du buggy, il y a un petit capteur photosensible qui fournit au véhicule la mesure de l'intensité lumineuse dans le sens de progression.

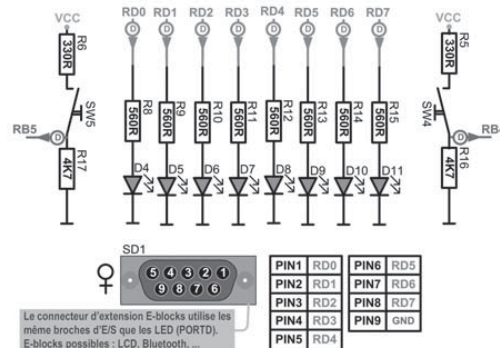


Figure 4 - Deux interrupteurs, huit LED et le connecteur de type D pour E-blocks.

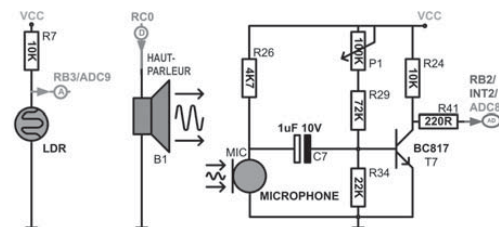


Figure 5 - Les circuits du microphone, du haut-parleur et du photocapteur.

### Circuit infrarouge de mesure de distance

Le buggy est aussi équipé de trois capteurs de distance vers l'avant, la gauche et la droite de la platine principale. La **figure 6** en montre le schéma. Chaque capteur est la combinaison d'une LED IR qui émet des infrarouges et d'un phototransistor correspondant qui produit une tension analogique inversement proportionnelle à l'énergie IR réfléchi.

### Circuit suiveur de ligne

Toujours à l'avant du buggy, il y a une petite carte fille porteuse de deux transcepteurs infrarouges I<sup>2</sup>C intelligents capables de détecter les surfaces noires et blanches à des distances comprises entre 1 et 6 mm sans la moindre erreur. Le circuit est représenté à la **figure 7**. Ces capteurs permettent au buggy de pister des lignes sur une table ou une moquette.

### Alimentation

La source d'énergie est dévoilée à la **figure 8**, sous forme d'une combinaison de pictogrammes avec le





USB, à pousser sur le bouton de mise à zéro et le buggy exécute le programme.

### Des cours pour une course

La nouvelle version de Flowcode contient un composant à modulation en largeur d'impulsion (PWM) pour la commande de moteurs. Comme Flowcode est à présent disponible en une dizaine de langues, en ce compris le chinois, il pourra servir à des enfants à partir de 12 ans virtuellement partout dans le monde.

Le robot buggy s'appelle officiellement « Formula Flowcode », d'après la Formule Ford dans laquelle toutes les voitures sont identiques, pour gagner, il faut être le meilleur pilote. Dans notre cas, ce sont les talents de *programmation* du concurrent qui sont mis à l'honneur. Comme vous l'avez deviné, il y a un certain nombre de « leçons » à étudier pour améliorer son niveau de compétence. Ces cours commencent par l'allumage d'une simple LED et vont jusqu'à être capable de retrouver son chemin dans un labyrinthe en utilisant un châssis sur mesure, des roues codeuses et tout ce que vous voulez. C'est bien là l'idée ingénieuse de Formule Flowcode, parce qu'elle convient à des débutants en robotique comme en électronique, mais propose un défi considérable à ceux qui ont déjà acquis les connaissances voulues en électronique et en science informatique.

On trouve dans ces cours des sujets tels que :

- ♦ allumer une seule LED ;

- ♦ réaliser un effet de « NightRider » sur la face de Formule Flowcode ;
- ♦ développer un programme qui utilise le photocapteur embarqué pour suivre le faisceau d'une lampe torche ;
- ♦ développer un programme pour faire danser Formule Flowcode sur la musique. À chaque batttement de mains, elle tourne de 90° ;
- ♦ développer un programme pour lui faire suivre une ligne de deux mètres de long en toile isolante noire ; temps à battre, 30 secondes ;
- ♦ développer un programme qui permet à Formule Flowcode de sortir d'un labyrinthe à 64 cellules en utilisant la technique du mur de gauche.

Ces cours sont présentés aux étudiants sous la forme de tableaux basés sur les tâches à accomplir. Certaines proposent la compétition, en termes de durée ou de fonction, et peuvent constituer la base de concours régionaux, en espérant qu'Elektor et les pouvoirs animateurs de l'enseignement les organisent à travers l'Europe. D'autres cours visent l'amusement ou l'exploration détaillée de caractéristiques techniques et de programmation.

Le forum sur le site Internet de Matrix Multimedia, accessible via [www.matrixmultimedia.com](http://www.matrixmultimedia.com) se tient à la disposition de chacun pour se poser des questions les uns aux autres et échanger des programmes. Nous avons le projet d'organiser des ateliers pour jeunes, qui les aideraient à démarrer et aiguïseraient leur intérêt pour la technique.



Figure 9 - Exercice typique de suivi de ligne.



Figure 10 - Résoudre par la gauche un problème de labyrinthe.

En complément à cela, Elektor va publier un livre qui conduira l'utilisateur à travers les arcanes de la conception de programmes et de circuits additionnels pour le buggy. On disposera alors d'une suite complète de tutoriels pour apprendre aux jeunes enthousiastes jusqu'à seize ans tout ce qu'il faut

savoir pour construire des appareils électroniques en se familiarisant avec la technologie.

(070323-I)

Bart Huyskens,  
Institut St Joseph (Schoten, Belgique)

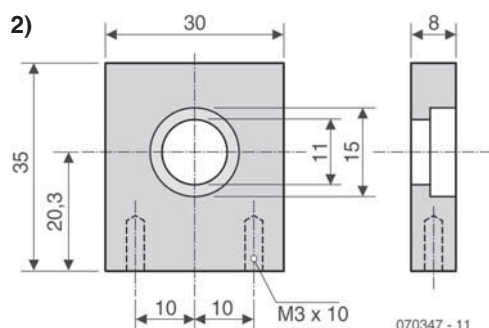
## 180 Moteur à réducteur à moment de force important pour 5 €

### MÉCANIQUE

Au cours de sa quête à la recherche de solutions de moteur bon marché, l'auteur découvrit, dans un supermarché spécialisé dans le matériel de bricolage, des tournevis électriques alimentés par accu (**figure 1**). On en trouve pour de l'ordre de 5 € (481576 de Conrad NL) ; ils sont dotés d'un moteur puissant de la classe 380 ainsi que d'un réducteur multiple. La catégorisation en classes telles que 380, 540, etc., est très courante dans le monde du modélisme et renvoie à la série de moteurs de Mabuchi. La classe 380 se réfère au RS380 de Mabuchi avec d'un diamètre de 29 mm et d'une longueur de

quelque 40 mm. La tension nominale est de 6 V à un courant maximal de 4 A environ, la puissance se situant dans les parages de 10 à 15 W en fonction du type concerné. (244511 de Conrad RFA par ex.).

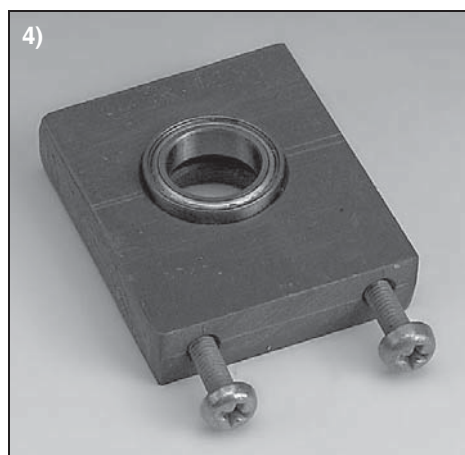
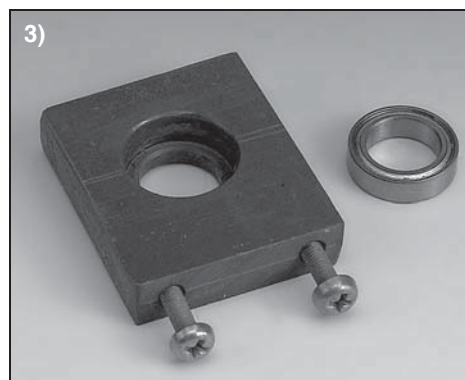




Si l'on veut utiliser un tel moteur en tant que système d'entraînement de roue d'un robot, il est nécessaire que l'axe moteur soit doté d'un roulement à billes, il faut en outre libérer le moteur de tout ballast excédentaire. On commence par dégager le compartiment accu puis le réducteur en repoussant les deux goujons (visibles sur les figures 1 et 5 à la jonction des parties orange et noire du boîtier) à l'aide d'une tige de 2 mm de diamètre. Une fois le réducteur sorti, il est facile de séparer les deux demi-coquilles. Il ne reste plus qu'à replier les contacts du moteur pour extraire l'inverseur de polarité.

On scie ensuite les deux demi-coquilles de manière à ce que le bâti moteur tienne encore. On perce, dans la partie la plus basse de la demi-coquille inférieure, un orifice destiné à recevoir une vis de fixation.

Il nous faut encore un bloc de support encaissant la force de la roue. On utilise à cet effet une plaquette de plastique (cf. le croquis coté de la **figure 2**). En vue d'obtenir un fonctionnement plus souple du moteur nous utilisons un roulement à bille 15 × 10 × 4 mm dont on se sert dans le monde du modélisme auto (de Tamiya par exemple). On pourra utiliser, pour réaliser la gorge de 15 mm de

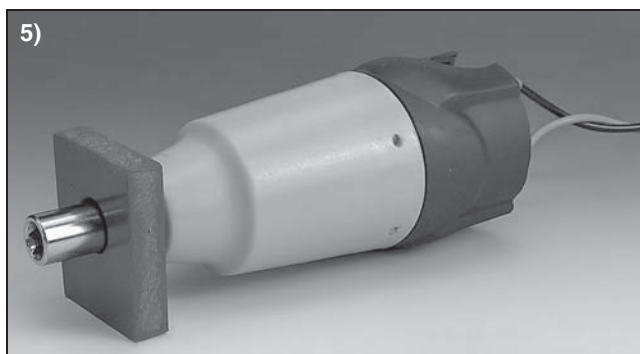


diamètre dans laquelle il viendra se fixer, une mèche de perçage Forstner. Le perçage du bloc roulement se fait à la moitié de la taille du diamètre du châssis du moteur (20,3 mm dans le cas présent, de manière à ce que l'axe s'y accommode bien. On voit, en **figure 4**, le bloc de fixation du roulement terminé. Les deux vis M3×16 servent à la fixation de l'ensemble sur le châssis du véhicule.

On voit, en **figure 5**, un moteur de propulsion doté de son bloc roulement à billes. Les roues de propulsion seront soit dotées d'un perçage de 10 mm pour l'axe et collés directement à l'axe soit fixés à la colle sur l'une des mèches fournies avec le tournevis électrique, cette dernière étant ensuite montée sur le moteur et fixée.

(070347-I)

Bernhard Spitzer





## 181 « Navigateur » – Pilotage par GPS de robot mobile

MICROPROCESSEURS

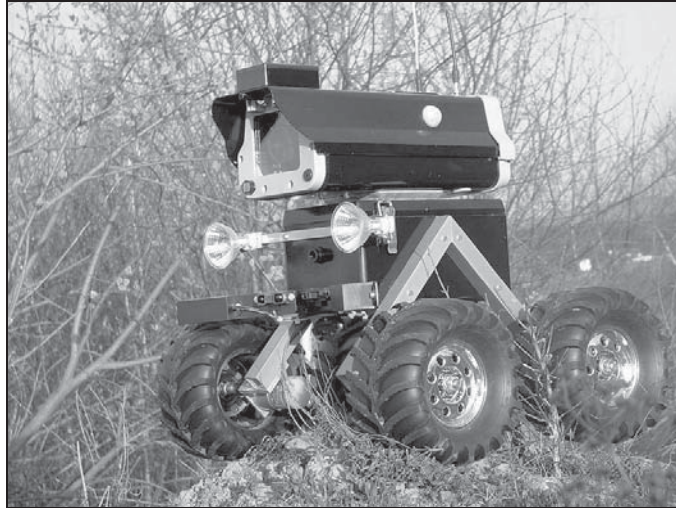
L'un des rêves (restant souvent à l'état de rêve) de nombre de concepteurs de robots est de réaliser une machine ayant une capacité de navigation autonome. À quoi donc servent alors GPS et tous ces modules de réception dont le prix ne cesse de devenir plus abordable ? Notre système de navigation GPS pour robot repose sur un ATmega32, programmé en BASCOM-BASIC et communiquant avec le monde extérieur par le biais du bus PC.

Construire une machine qui, à l'image du fameux robot Sojourner se promenant sur Mars, serait en mesure de se déplacer de façon autonome en terrain inconnu, est sans doute le rêve le plus fou de tout amateur de robotique. Ne serait-il pas intéressant, par exemple, de pouvoir se contenter d'entrer, dans la mémoire d'un robot mobile, les coordonnées d'un lieu quelconque pour voir ensuite la machine se mettre d'elle-même à sa recherche. Si nombre d'idées d'applications robotiques d'un niveau aussi éthéré resteront (encore) longtemps de rêves, le problème décrit peut être résolu, comme le prouve l'auteur à l'aide d'une platine additionnelle destinée au robot de surveillance de son cru (photo de gros plan).

La réalisation d'un système de navigation pour robot de conception-maison tient à l'existence de modules bon marché permettant la réception et le traitement des signaux fournis par les satellites GPS. Autre ingrédient de la recette, un micro-contrôleur aux épaules solides pouvant être programmé, si possible, à l'aide d'un logiciel gratuit.

### Un central appelé ATmega

Le système de navigation décrit a pour cœur un ATmega32 d'Atmel qui se trouve au centre tant du schéma (figure 1) que de la platine du prototype (figure 2). La programmation du contrôleur AVR fait appel à un dialecte BASIC et par le biais d'un système de développement de BASCOM relativement connu et téléchargeable gratuitement (dans sa



version de démonstration) auprès du fabricant du logiciel [1]. Nous mettons à votre disposition, gratuitement, sur le site d'Elektor [2], le code-source et le code .hex du projet. Tout ce dont on a encore besoin est un câble de programmation IPS, que l'on trouvera, par exemple, à l'adresse donnée en référence [3].

On pourra utiliser, en tant que récepteur GPS, n'importe quelle souris GPS du commerce dotée d'une sortie RS-232. Elle pourra, dès l'instant où elle fournit ses données à niveaux TTL, être reliée directement à notre platine de navigation. Si au contraire elle fournit de « vrais » niveaux RS-232 ( $\pm 12$  V), il faudra la doter, en amont, d'un adaptateur de niveau MAX232. Il est fort probable, bien souvent, que la platine principale du robot soit déjà dotée d'un tel adaptateur.

La souris GPS fournit les coordonnées précises (longitude et latitude géographiques) sous un format prédéfini (cf. l'un des encadrés). Elle est également en mesure de déterminer le cap suivi, à condition que la vitesse de déplacement ait une valeur minimum, comprise entre 3 et 5 km/h. Comme nous tenons à connaître la direction même robot à l'arrêt, nous avons besoin d'une « boussole électronique » (Cf. le synoptique de la figure 3). Le CMPS-03 de Devantech (disponible en [4] et utilisé dans un autre article de ce même numéro) est l'un des modules de boussole adéquat. Cette boussole



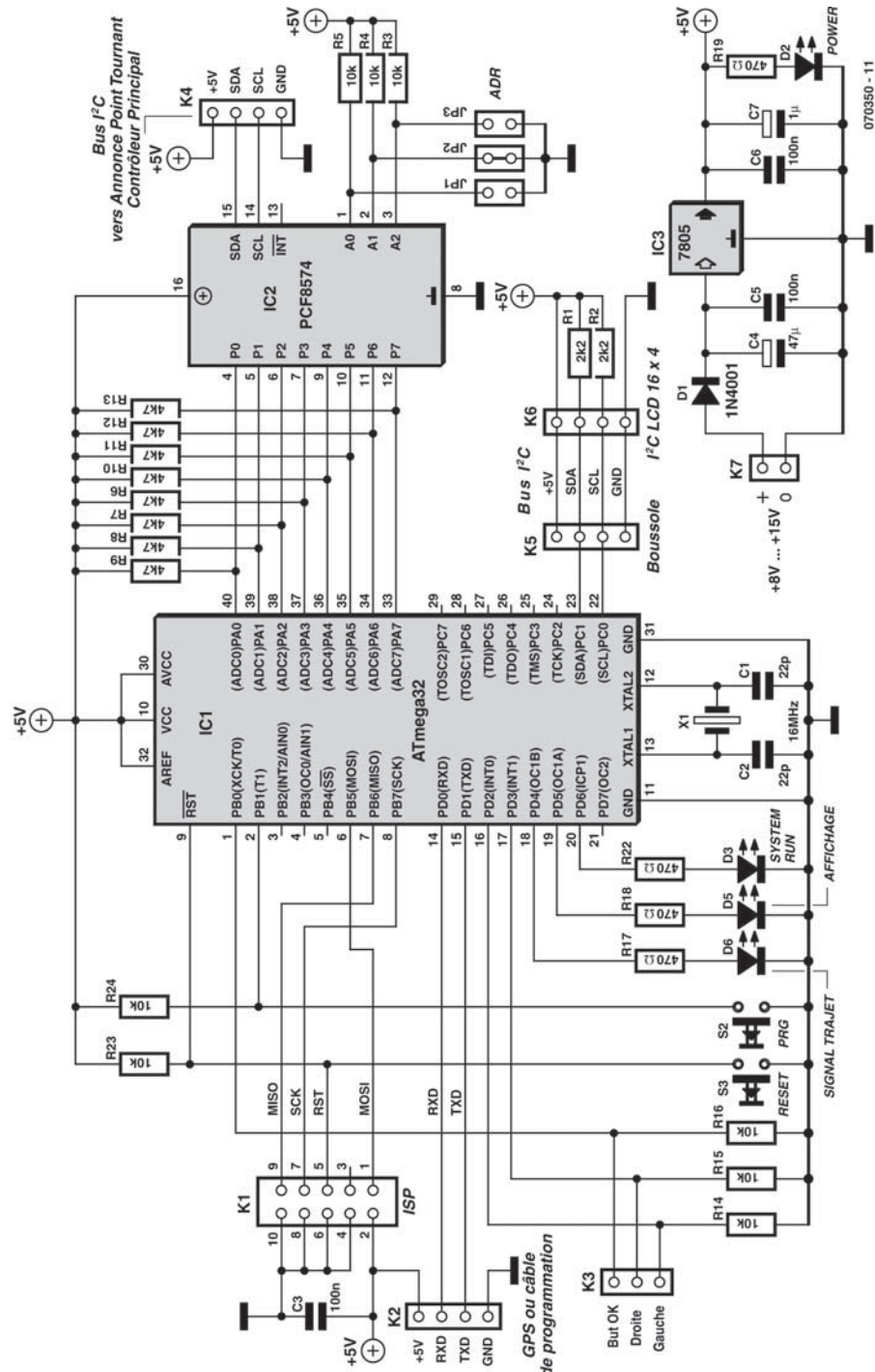


Figure 1 - L'ATmega32 communique avec la boussole et l'affichage LCD par le biais du bus I<sup>2</sup>C, la souris GPS passant par l'interface RS-232. Le circuit d'interfaçage I<sup>2</sup>C PCF8574P a pour charge de recevoir un octet de commande et de l'appliquer aux broches 33 à 40 de l'ATmega.

### Programmation des points tournants

Avant de pouvoir lâcher notre robot dans la nature il faut doter le système de navigation d'une série de positions précalculées, les points tournants (*track points*). On commence par substituer un câble de données (modem zéro) à la souris, câble connecté à un PC. Une fois la connexion au PC rétablie, nous allons ouvrir un programme de terminal tel que, par exemple, Hyperterminal. L'environnement BASCOM comporte lui aussi un programme de terminal.

L'interface doit être paramétrée exactement comme le serait la souris GPS (4800 bauds). Dès que l'on a établi la communication, on appuie simultanément sur les touches de réinitialisation (*reset*) et de programmation. On relâche ensuite d'abord la touche Reset, une seconde plus tard environ, la touche de programmation.

Ensuite nous devrions voir sur notre terminal l'écran suivant :

```
*****
* GPS - Navigation Programming Mode *
*   Assistance call with Help       *
*   Sommer Robotics 2006  V1.0     *
*****
GPS-NAVI:\
```

Nous avons alors le choix des instructions suivantes :

Help = Appel d'un petit manuel d'aide

Data = Liste les données GPS mémorisées

Input = Permet l'édition des données GPS

Reset = Réinitialisation du système de navigation

Exit = Quitter mode de programmation

Info = Infos générales

Les coordonnées des points tournants peuvent être déterminées à l'aide d'un second système GPS (PNA ou PDA GPS) ; on pourra bien entendu transporter le robot aux différents « points de passage obligés » et en lire sur son affichage LCD les coordonnées.

Une fois les données programmées dans le système, on peut lâcher la bête !

attaque notre platine de navigation par le biais de l'un des ports I<sup>2</sup>C.

Nous avons en outre besoin, si nous voulons afficher les coordonnées et la direction, d'un module LCD. Pour nous éviter de nous compliquer la vie avec le protocole de communication par le biais du microcontrôleur, nous allons piloter l'affichage LCD lui aussi par le biais du bus I<sup>2</sup>C. À noter qu'il existe des affichages LCD dotés d'une interface I<sup>2</sup>C intégrée, mais nous pouvons fort utiliser un circuit intégré pour interface I<sup>2</sup>C comme le PCF8574 [5] (cf. **figure 4**), composant que nous remettrons à contribution ailleurs dans ce montage.

### Commande du moteur

Nous souhaitons que notre robot non seulement indique où il se trouve mais aussi qu'il soit capable d'aller à un endroit donné. Pour cela, notre Navigateur, à savoir l'ATmega32, est en mesure de fournir des signaux de direction. Ces derniers sont disponibles sur deux broches. Les broches Motor l et Motor r donnent, en combinaison, la direction de

Motor_l	Motor_r	Fonction
0	0	Arrêt
1	1	Aller tout droit
1	0	Aller à gauche
0	1	Aller à droite

Il manque encore, aspect important, la possibilité d'indiquer au robot Navigateur où se rendre. Il nous faut commencer par entrer dans le système de navigation une série de coordonnées de points tournants (« track-points »), opération qui se fait, avant que le robot ne soit autonome, par le biais d'un câble (Cf. l'un des encadrés). En cours de déplacement, la platine de navigation est informée du prochain « point tournant » à passer, ce qui pourra, par exemple, se faire depuis le processeur principal du robot.

Ce second petit problème de communication s'est vu résolu, lui aussi, à l'aide du bus I<sup>2</sup>C ô combien pratique, bus auquel il est facile d'accéder en BASCOM-BASIC. Un circuit intégré d'interfaçage I<sup>2</sup>C, un PCF8574P, se charge de la saisie d'un octet de commande et de son application aux broches 33

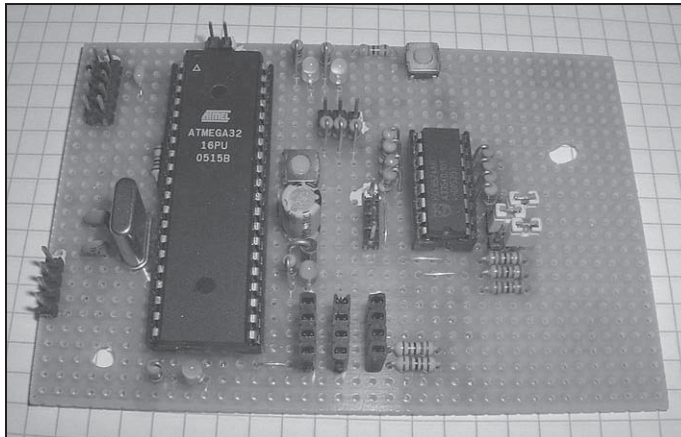


Figure 2 - Prototype de la platine de navigation pour robots mobiles.

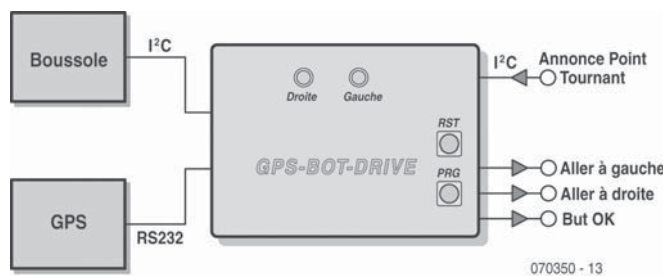


Figure 3 - Synoptique simplifié de « Navigateur ». Les touches servent à la programmation. La sortie des instructions destinées aux moteurs se fait au travers d'une paire de broches.

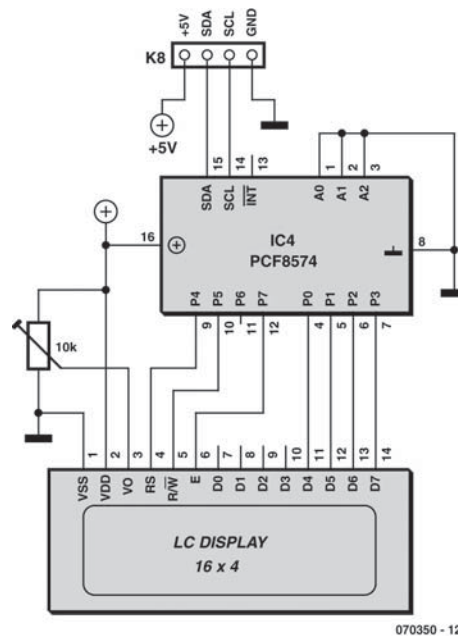


Figure 4 - La commande du LCD se fait par le biais du bus I<sup>2</sup>C. On retrouve ailleurs un second exemplaire du circuit d'interfaçage PCF8574P (Cf. figure 1).

### Données souris

D'après le protocole \$GPGGA simple, un bloc de données reçu par la souris GPS prend le format suivant :

\$GPGGA,191410,4735.5634,N,00739.3538,E,1,04,4.4,351.5,M,48.0,M,,\*45

Type de protocole    Heure    Latitude    Longitude    Nombre de satellites « visibles »  
Qualité de la mesure (0=invalid, 1=OK)

Comme nous le constatons, nous disposons de toutes les données requises : le type de protocole (\$GPGGA), la longitude (191410,4735.5634,N), la latitude (00739.3538,E) et qualité du signal (données valides (1) ou non) et le nombre de satellites visibles (4). Il suffit de paramétrer la souris GPS pour le protocole \$GPGGA et de fixer le taux de transmission à 4 800 bauds. Il faudra désactiver les protocoles restants. L'intervalle entre données devrait être de l'ordre de 1 s. Ce paramétrage est à faire par le biais du logiciel fourni avec la souris GPS.

à 40 de l'ATmega (Cf. figure 1). Pour cela, logiciellement, ce composant est configuré en entrée (« Input »). Si l'on préfère une approche matérielle plus simple, on pourra se passer de ces circuits d'extension de port I<sup>2</sup>C vu qu'il est également possible d'attaquer directement et en parallèle les ports du Mega32 par l'application de niveaux hauts cris bas.

Si l'on veut, par I<sup>2</sup>C, choisir, par exemple, le point tournant 1 il faut envoyer un « 1 » au PCF8574P. En BASCOM-BASIC cela prend la forme suivante :

```
I2cstart
I2cwrite &H7A (adresse du PCF8574P,
    fonction de l'adressage, cf. fiche
    de caractéristiques)
I2cwrite 1 (Track Point Number)
I2cstop
```

Après émission des octets des points tournant, Navigateur se lance à la recherche de la direction à prendre vers le but. Il procède pour cela à une comparaison entre la direction calculée avec le cap actuel du robot (déterminé à l'aide de la boussole). Nous n'avons pas, lors des calculs, tenu compte de la rotondité de la Terre car il est fort peu probable que nous envoyions notre robot sur des trajets à longue distance.

Si les directions actuelle et de consigne sont identiques, notre robot avance tout droit. Si, en cours de trajet, il devait dériver du cap vers le but, le système de navigation corrige et ramène le robot au bon cap. S'il devait se faire que la qualité du signal GPS devienne trop mauvaise ou qu'il n'y ait pas suffisamment de satellites dans le « champ de vision », le robot attend sagement jusqu'à ce que le signal capté soit à nouveau OK pour le calcul d'un nouveau cap de consigne.

Une fois le but atteint, le robot s'arrête et fournit, sur sa broche But OK, un signal de niveau haut que le processeur principal pourra traiter ensuite. Il pourra, par exemple, appeler le point tournant suivant, de manière à ce que le robot parcoure un trajet prédéterminé.

#### Liens Internet

- [1] [www.mcselec.com](http://www.mcselec.com)
- [2] [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)
- [3] [www.kanda.com](http://www.kanda.com)
- [4] [www.robot-electronics.co.uk](http://www.robot-electronics.co.uk)
- [5] [www.nxp.com/cgi-bin/pldb/pip/pcf8574](http://www.nxp.com/cgi-bin/pldb/pip/pcf8574)

(070350-I)

Ulli Sommer

## 182 Et pourtant il marche !

DIVERS

Si la majorité des robots réalisée par les amateurs se déplace au moyen de roues ou de chenilles, deux catégories occupent une place à part en raison de l'aspect spectaculaire de leurs mouvements : le robot hexapode, appelé aussi robot araignée (même

si cette dernière a en réalité huit pattes !), et le robot marcheur. En effet, s'il peut sembler relativement facile de faire tourner des roues au moyen de moteurs, puisque c'est là le seul besoin d'un robot mobile classique, reproduire la marche, que ce soit



celle d'un insecte avec l'hexapode ou celle d'un humain avec le robot marcheur, peut paraître nettement plus difficile.

Nous allons voir, avec cet article, comment y parvenir dans le cas d'un robot marcheur que nous avons choisi d'acquérir en kit pour ce qui est de sa partie mécanique. En effet, si tout bon bricoleur peut aujourd'hui réaliser une base de robot mobile « classique », c'est à dire à roues ou à chenilles, la réalisation mécanique d'un robot marcheur est beaucoup plus délicate, principalement en raison de la particularité de sa marche que nous décrirons dans un instant.

À notre connaissance il n'existe aujourd'hui que deux kits de mécaniques de robots marcheurs vendus à un prix abordable : le célèbre Toddler de Parallax ([www.parallax.com](http://www.parallax.com)) et, plus près de chez nous, le Yeti d'Arexx Engineering ([www.arexx.com](http://www.arexx.com)).

Comme ces deux robots fonctionnent quasiment de la même façon pour ce qui est du principe de leur marche, nous avons jeté notre dévolu sur le kit Yeti,

distribué en France par Lextronic ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)), car il est un peu moins coûteux que son frère de chez Parallax. Mais sachez que tout ce que nous allons écrire pour l'un sera vrai, à des variantes mineures près, pour l'autre.

Ces robots marcheurs se composent donc tous deux de deux jambes rigides, en ce sens qu'elles n'ont pas d'articulation médiane sensée reproduire notre genou. Elles sont constituées par deux bras (c'est un comble pour des jambes !) formant un parallélogramme, et sont munies de pieds articulés de part et d'autre du plan formé par ce dernier.

Bien que cela puisse sembler étonnamment peu, il suffit de deux servos de radiocommande normaux, c'est à dire non modifiés, pour faire marcher un tel robot. La première servo, clairement visible à l'avant du robot, commande les pieds au moyen de deux longues biellettes, tandis que l'autre, placé sous le ventre du robot, agit sur le bras arrière du parallélogramme de chaque jambe. Le décor étant planté, voyons comment un tel personnage peut marcher.

Pour faciliter la compréhension de l'explication qui va suivre, nous allons utiliser les appellations droite et gauche mais cela n'est évidemment que tout relatif. Lorsque le robot est au repos, ses deux pieds sont à plat sur le sol, l'un à côté de l'autre. La servo des pieds tourne alors dans un sens de façon à faire basculer le corps du robot au dessus du pied gauche, ce qui a évidemment pour effet de faire décoller le pied droit du sol. La servo des jambes tourne alors à son tour, ce qui fait avancer la jambe droite qui est libre de se mouvoir puisque son pied est décollé du sol. La servo des pieds tourne ensuite dans l'autre sens ce qui fait basculer le corps du robot sur le pied droit et fait donc décoller maintenant du sol le pied gauche. Une nouvelle rotation de la servo des jambes fait alors avancer la jambe gauche qui est maintenant libre de se mouvoir, et le premier pas est ainsi terminé.

Comme vous pouvez le constater à la lecture de ce texte, ou bien si vous avez déjà regardé les vidéos disponibles tant sur le site de Parallax pour son Toddler que sur le site de Lextronic pour le Yeti, le robot est en fait à la limite du déséquilibre permanent pendant sa marche, et celle-ci ne peut fonctionner correctement que si les masses qui le composent sont parfaitement bien réparties et ... si les mouvements des servos ne sont ni trop brusques, ni d'amplitude trop importante.



Même si ces deux kits de robots marcheurs peuvent être vendus avec des platines électroniques, parfois très élaborées comme dans le cas du Yeti avec un processeur ATmega8 d'Atmel et son compilateur C ; un simple Basic Stamp II ou un Cubloc CB220 suffit pour faire ses premiers pas (au propre comme au figuré !). Comme le montre la figure, valable pour ces deux microcontrôleurs qui sont, rappelons-le, compatibles broche à broche, il ne faut aucun composant actif autre que le microcontrôleur lui-même pour faire marcher notre robot.

Les entrées de commande des servos sont reliées à deux ports parallèles qui peuvent être quelconques dans le cas du Basic Stamp mais qui doivent impérativement être P5 et P6 dans le cas du Cubloc CB220 car ses instructions PWM ne peuvent fonctionner que sur ces deux là.

Les condensateurs C1 et C2 appellent une remarque : C1 et C2 ne sont à mettre en place qu'en cas d'utilisation d'un BSII. En cas d'utilisation d'un CB220, C1 sera remplacé par un *strap* et C2 ne sera pas implanté, ses deux plots restant ouverts.

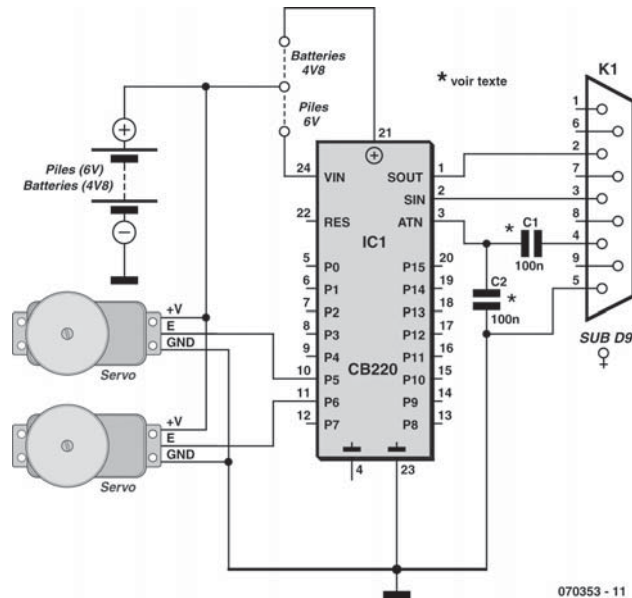
Tout le reste n'est qu'affaire de programmation ; programmation reposant essentiellement sur l'instruction PWM dans le cas du Cubloc et sur PULSOUT dans le cas du Basic Stamp.

Pour faire marcher notre robot, et comme vous l'avez compris à la lecture des explications qui précèdent, il suffit en effet de faire tourner les servos alternativement dans un sens ou dans l'autre et dans un ordre bien défini.

Nous vous proposons, en téléchargement sur le site d'Elektor ou bien encore sur le site de l'auteur ([www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)), deux listings sources complets : un pour Basic Stamp II et un pour Cubloc, destinés à faire marcher notre robot, mais voici quelques commentaires afin que vous soyez persuadés de leur simplicité et que vous puissiez les adapter à vos besoins sans difficulté.

Rappelons tout d'abord que, dans le cas du Cubloc, l'instruction PWM s'utilise de la façon suivante :

`PWM port, rapport, période`



Elle génère, sur le port correspondant (0 pour P5 et 1 pour P6) un signal PWM dont le rapport cyclique est défini conjointement par rapport et période. L'avantage du Cubloc est que cette instruction permet la génération permanente du signal correspondant, dès lors qu'elle a été appelée au moins une fois.

Dans le cas du Basic Stamp, l'instruction PULSOUT s'utilise de la façon suivante :

`PULSOUT port, durée`

Elle génère une impulsion sur le port correspondant pendant un laps de temps égal à 2 ms que multiplie la valeur du paramètre durée. L'inconvénient de PULSOUT par rapport à PWM est que cette génération n'est pas répétitive. Il faut donc nécessairement faire appel à des boucles si l'on souhaite générer des impulsions répétitives, ce qui complique un peu la version Basic Stamp du programme par rapport à la version Cubloc.

Rappelons enfin qu'une servo se place en position de repos lorsqu'il reçoit des impulsions de 1,5 ms et qu'il se déplace vers ses positions extrêmes dans un sens ou dans l'autre pour des impulsions de, respectivement, 1,0 ms ou 2,0 ms.

Dès lors, la compréhension de l'un ou l'autre des listings proposés est évidente. Ainsi, pour mettre les pieds du robot au repos on écrit pour le Cubloc :

```
PWM 0, 3150, 32768
PWM 1, 3150, 32768
```

Et pour le Basic Stamp II :

```
FOR Pulses = 1 TO 100 STEP 5
  PULSOUT TiltServo, 750
  PULSOUT StrideServo, 750
  PAUSE 25
NEXT
```

Ce qui fait générer, dans les deux cas, des impulsions de 1,5 ms à destination des deux servos et les place donc en position de repos. Notez que, dans le cas du Cubloc, il convient d'ajuster les paramètres 3150 afin qu'ils amènent bien les servos dans leurs positions de repos tandis que, pour le Basic Stamp, il faut agir sur les deux paramètres 750 pour la même raison.

Pour faire lever un pied, on écrira donc en Cubloc :

```
FOR Position = 3150 TO 2850 STEP -1
  PWM 0, Position, 32768
  DELAY 1
NEXT
```

Et en Basic Stamp :

```
FOR Pulses = 750 TO 620 STEP -5
  PULSOUT TiltServo, Pulses
  PULSOUT StrideServo, 750
NEXT
```

Remarquez le surcroît de « complexité » induit par le fait que, contrairement à PWM, PULSOUT ne fonctionne pas en continu. Il faut en effet ajouter dans la boucle de « levé de pied » du Basic Stamp la génération des impulsions qui maintiennent au repos le servo des jambes. Dans le cas du Cubloc cette génération est assurée automatiquement par l'instruction PWM qui l'a initiée lors de la mise en position de repos des servos.

Nous vous laissons le soin d'analyser la suite de ces deux listings vous-mêmes car, comme vous pouvez le constater, ils ne sont en fait que la succession des groupes d'instructions que nous venons de voir avec, à chaque fois, des paramètres numériques adaptés aux impulsions qu'il faut générer pour amener les servos dans les positions requises.

Précisons avant de conclure que ces deux listings sont extraits : pour celui de Parallax du site Internet de Parallax ([www.parallax.com](http://www.parallax.com)) sur lequel nous vous incitons vivement à télécharger le document intitulé « Advanced Robotics with the Toddler Robot » (disponible en anglais au format pdf) qui contient une très bonne étude sur les différentes méthodes de programmation de la marche ; et pour le Cubloc du site Internet de Lextronic ([www.lextronic.fr](http://www.lextronic.fr)) que nous remercions tous deux pour leur collaboration.

(070353-I)

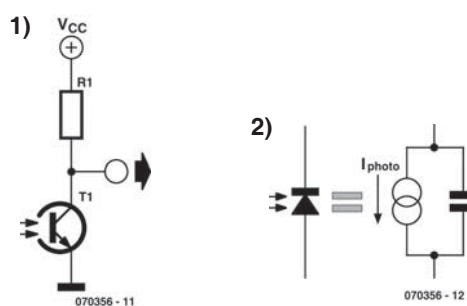
C.Tavernier

## 183 LED comme capteur de lumière

CAPTEURS

La mesure de la luminosité joue un rôle important en robotique, et plus encore la mesure des variations de luminosité. On utilise généralement un circuit standard (**figure 1**) pour mesurer le courant photo-électrique d'un photo-transistor par la chute de tension aux bornes de R1 (et ensuite un convertisseur analogique-numérique). C'est la valeur de R1 qui fixe les limites de la plage de mesure. Une forte résistance convient pour les faibles éclaircissements, une moins forte pour les éclaircissements plus intenses. En tout état de cause la plage de mesure est déterminée aussi par la résolution du convertisseur analogique-numérique.

Une diode LED polarisée dans le sens bloqué laisse passer aussi un courant photo-électrique. Toutefois ce courant, notablement inférieur à celui d'un photo-transistor, exclut toute mesure directe. La publication de Mitsubishi référencée en [1] éclaire



une nouvelle voie. Le dispositif présenté là exploite le fait qu'une LED polarisée en inverse présente une forte capacité. Pour la mesure, cette capacité est chargée d'abord pour être ensuite déchargée par le courant photo-électrique. La durée de la décharge est une mesure de l'éclairement (**figure 2**). La charge et la mesure peuvent se faire simplement à

## Listage - Exemple de programme

```

#include <avr/io.h>
#include <avr/interrupt.h>

#define LEDPIN 0x40          // LED on PB6

int main()
{
    unsigned char cr=0,cb=0;
    DDRB = 0x00;              // PORTB input
    DDRA = 0xff;              // PORTA output for display LEDs
    PORTA = 0;                // off
    PORTB = LEDPIN;           // PB6 hi

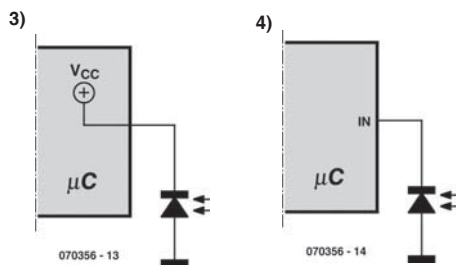
    sei();

    while(1)
    {
        if((PINB & LEDPIN) == 0)    // discharge complete
        {
            PORTB = LEDPIN;          // PB6 hi

            // multiple times to get enough charging time
            DDRB |= LEDPIN;          // PB6 output and hi, charges LED
            DDRB |= LEDPIN;          // PB6 output and hi, charges LED
            DDRB |= LEDPIN;          // PB6 output and hi, charges LED
            DDRB |= LEDPIN;          // PB6 output and hi, charges LED

            DDRB &= ~LEDPIN;         // PB6 input, still charging w/ pullup
            PORTB = 0;               // switch off pullup
            PORTA ^= LEDPIN;         // toggle PORTA for display LEDs
        }
    }
    return(0);
}

```



l'aide d'une seule broche du microcontrôleur, si elle peut être commutée entre sortie et entrée. Comme entrée, elle présente une forte impédance qui n'influe pas sur la décharge. La mesure s'effectue en deux étapes :

1. Commuter la broche en sortie et la porter au niveau haut ; la capacité se charge (**figure 3**).
2. Commuter la broche en entrée, inhiber la polarisation éventuelle et mesurer le temps que met l'entrée à repasser au niveau bas (**figure 4**).

L'exemple de programme selon le **listing** a été écrit pour des processeurs Atmel AVR. Ce programme de test inverse après chaque cycle tous les bits du port A, de façon à produire un signal de rapport cyclique proche de 50% et de fréquence proportionnelle à l'éclairement. La fréquence varie du millihertz (pièce obscure) à quelques centaines de kilohertz (éclairage direct de la LED). Une telle dynamique de mesure est inimaginable avec un convertisseur analogique-numérique. En fait, on mesure une période et non une fréquence. À cette large dynamique s'ajoute un autre avantage : les LED se trouvent avec des angles de rayonnement divers, ce qui permet de choisir la zone de mesure. De même les LED sont sensibles à la couleur, ce qui peut être mis à profit pour la reconnaissance des couleurs. Ainsi s'ouvrent à la robotique une série de nouvelles possibilités.

## Source

[www.mer1.com/publications/TR2003-035/](http://www.mer1.com/publications/TR2003-035/)

(070356-I)

Andreas Grün

## 184 Conversion servo-moteur → moteur

ACTIONNEURS

Les servo-moteurs utilisés en modélisme servent le plus souvent à actionner les bras, pieds et autres « organes » d'un robot. En dehors de cette utilisation évidente, ils remplissent parfaitement la fonction de moteur, par exemple pour actionner les roues d'un robot. Il suffit pour cela de commencer par modifier une servo standard.

Les servos sont utilisés depuis longtemps en modélisme. C'est pourquoi ils sont faciles à trouver, et souvent pour des prix très abordables.

### Servo standard

Une servo standard est destinée à atteindre une position donnée et à la conserver. La servo reçoit sur son entrée un train d'impulsions numériques. C'est la longueur de ces impulsions qui détermine la position que l'arbre de sortie doit rejoindre.

L'électronique interne utilise un potentiomètre lié mécaniquement à l'arbre de sortie pour déterminer sa position.

Dans le cas où la longueur des impulsions ne correspond pas à la position réelle du potentiomètre, l'électronique actionne le moteur interne.

Si l'arbre est trop loin à droite, le moteur tournera à gauche et inversement. Dès que l'arbre arrive à la position correcte, le moteur cesse d'être alimenté.

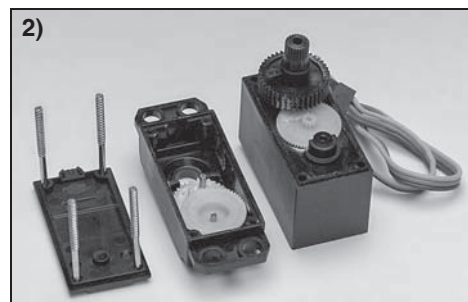
### Petite adaptation

Une servo standard n'est donc pas en mesure de faire tourner des roues ou autre organes du même genre. Un peu de bricolage nous permettra d'adapter une servo à cet usage.

Le truc est tout simple. Le potentiomètre est remplacé par un diviseur de tension composé de deux résistances de 10 k $\Omega$ . Ainsi l'électronique « croit » que l'arbre est toujours en position médiane.

Si on envoie à la servo une impulsion de 1,5 ms (position neutre), il ne se passe rien. La servo coupe l'alimentation du moteur. Réduisons à 1 ms la durée de l'impulsion, la servo s'efforcera de d'amener l'arbre en butée à gauche. Pour cela il fait tourner le moteur vers la gauche. Pendant ce temps, son entrée de contre-réaction « voit » toujours l'arbre au milieu. Ainsi le moteur continue de tourner vers la gauche. Pour faire tourner le moteur dans l'autre sens, on lui envoie une impulsion de durée supérieure à 1,5 ms (par exemple 2 ms). Le moteur s'arrête à nouveau si la durée d'impulsion est ramenée à 1,5 ms.

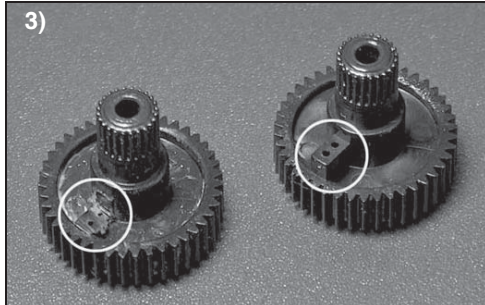
Attention au fait que la plupart des servos ont des butées mécaniques de fin de course qui empêchent la rotation totale de l'arbre. Nous devons donc retirer ces butées préalablement pour éviter que le moteur parte en fumée pendant les tests.



### Mécanique

Pour ce qui est de l'électronique, la modification ne représente pas grand-chose. Elle demande un peu de savoir faire pour l'exécution dans le petit volume de la servo. Nous utilisons comme exemple une servo bon marché de Conrad (**figure 1**). Le fond du boîtier montre quatre vis à retirer d'abord. Ensuite, on peut déposer le fond du boîtier.

Retirez alors précautionneusement la partie supérieure. Elle renferme un certain nombre de pignons toujours enclins à prendre leur liberté. Il faut repérer exactement leur position, parce qu'il faudra bientôt leur faire reprendre la même place. Une photo (c'est tellement facile avec les appareils numériques !) avec tous les pignons visibles se révèle une référence précieuse au moment du remontage de la servo. Après cela, la servo prend l'aspect de la **figure 2**.

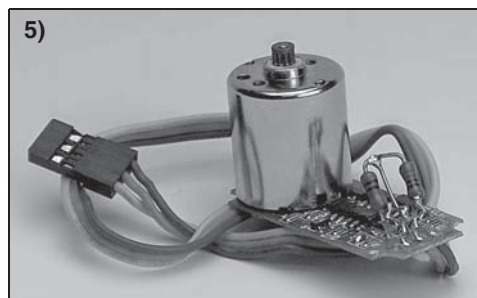
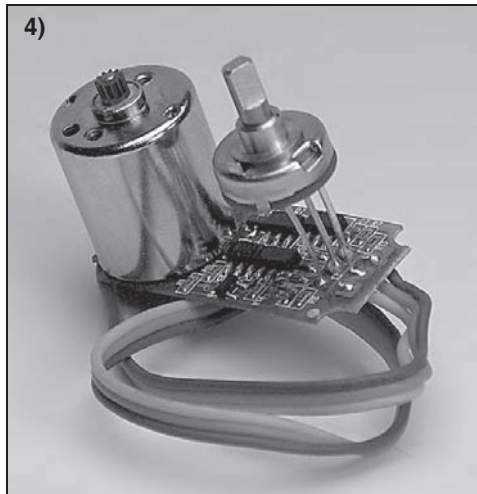


Retirez l'arbre de sortie. Il est situé sur l'axe du potentiomètre. Cet axe est muni d'un téton qui limite la course mécanique avec deux encoches dans le boîtier. Cette limitation est indésirable, supprimez le téton avec un couteau tranchant (**figure 3**).

La deuxième tâche consiste à extraire le circuit imprimé du boîtier. S'il ne se laisse pas retirer facilement, une poussée délicate sur l'axe du potentiomètre devrait suffire à le convaincre. Il doit rester un pignon de petit diamètre sur l'arbre du moteur. Il arrive qu'il reste collé dans le boîtier ; dans ce cas, il faudra le chahuter un peu pour le retirer, puis le remonter plus tard sur l'arbre.

On reconnaîtra facilement le potentiomètre et le moteur. Le potentiomètre est remplacé comme indiqué par deux résistances. Chacune a une broche soudée à l'un des points extrêmes occupés précédemment par le potentiomètre. Les broches restantes sont soudées ensemble et à la connexion du curseur.

Voilà : la servo est transformée. Si tel est le cas, votre servo ressemble à notre exemplaire de démonstration de la **figure 4**. Il reste à remonter les éléments de la servo. On veillera à remettre chaque



pignon à sa place et à ce que tout tourne rond sans encombre. Ne pas oublier le cas échéant de remettre en place le pignon du moteur.

Pour finir on revisse la plaque du fond. La servo ne peut plus servir de servo mais il est prêt à servir de moteur-réducteur.

(070358-I)

Paul Goossens

## 185 Robots footballeurs

DIVERS

Dans ce numéro Hors-Gabarit consacré à la robotique, nous ne pouvons pas passer à côté de la *Robot-Coupe*. Vous n'y couperez pas ! La *Robo-Cup* est un projet collectif international destiné à promouvoir la recherche en intelligence artificielle, en robotique et dans les domaines connexes. La base choisie est le football et l'objectif final s'énonce comme suit.

En 2050, une équipe de robots humanoïdes complètement autonomes doit être en mesure de battre les champions du monde de football.

On peut apporter sa contribution dans une ligue parmi quatre : la ligue de simulation, la ligue des tailles petite et moyenne, la ligue des quadrupodes et celle des humanoïdes. Dans la ligue des tailles petite et moyenne (MSL), Philips apporte sa contribution avec une équipe.



Les robots MSL doivent être complètement autonomes. Toute l'intelligence doit donc être située à bord et personne ne doit piloter le robot depuis la ligne de touche. Pour jouer au football les robots Philips emportent à leur bord les organes suivants :

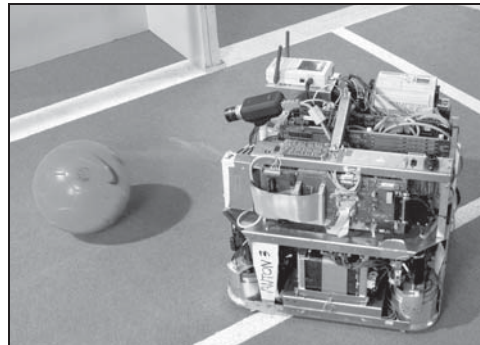
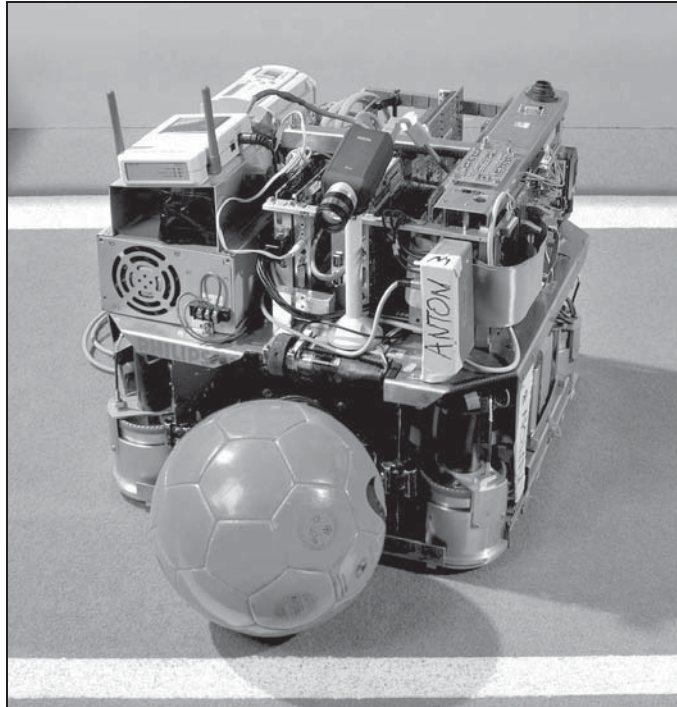
- ◆ deux caméras Vision (une fixe vers l'avant et une « omnicamera » ;
- ◆ un PC ;
- ◆ un automate programmable (PLC, Programmable Logic Controller) ;
- ◆ un réseau sans fil ;
- ◆ quatre roues ;
- ◆ quatre capteurs pour la détection des lignes blanches ;
- ◆ un manipulateur de ballon ;
- ◆ un mécanisme de tir ;
- ◆ des accumulateurs.

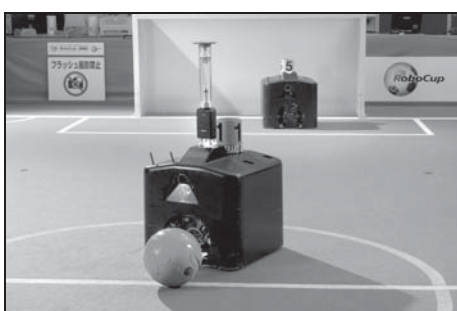
Les caméras Vision sont les yeux du robot. Le robot filtre les images capturées et utilise les couleurs pour reconnaître le ballon, les buts, les piquets de *corner* et les autres robots. La caméra de face sert à l'orientation précise. L'*omnicamera*, pointée vers le haut sur un miroir spécial, surveille l'environnement du robot et lui indique où il se trouve et ce qui se passe autour de lui.

L'automate programmable surveille l'état du robot : les accumulateurs sont-ils encore chargés, le mécanisme de tir fonctionne-t-il correctement etc. ? Le réseau sans fil permet aux robots de la même équipe de communiquer entre eux, pour leur éviter de tenter de se prendre la balle les uns aux autres et pour marquer. Les capteurs de ligne blanche contribuent à déterminer la position.

Le PC embarqué pilote les quatre roues par un module spécial. Chaque roue peut être actionnée et orientée individuellement. Il est donc possible de poursuivre la balle tout en effectuant une pirouette.

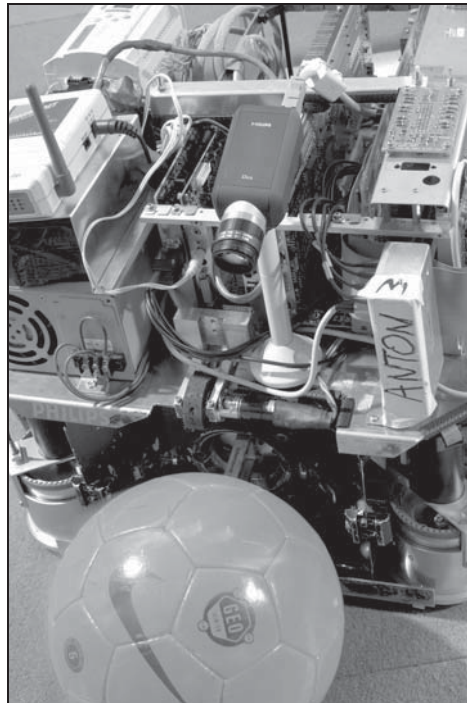
Le manipulateur de ballon doit le garder aussi près que possible du robot, sans jamais le tenir réellement. Il n'est pas permis de coller le ballon. Le manipulateur de ballon fait en sorte que le robot puisse se déplacer en arrière et latéralement sans perdre le ballon. Le manipulateur sert aussi au tir en





avant. Il maintient le ballon devant le mécanisme de tir, capable de l'expédier à une vitesse de 30 km/h. L'énergie du tir est délivrée par un ressort bandé en quelques secondes pour être relâché à l'instant choisi par le logiciel.

Le match met en jeu huit robots en deux équipes de quatre. Ils jouent sur un terrain de 12 m par 8 m ; le match commence, au signal de l'arbitre, par la recherche du ballon. L'art consiste en suite à rouler vers le but adverse avec le ballon pour marquer, en évitant bien sûr de se laisser prendre le ballon. Dans le camp opposé, naturellement, le jeu consiste à



prendre le ballon à l'adversaire avant qu'il marque un coup au but.

Comme les robots sont entièrement autonomes, leur comportement doit être programmé à l'avance. Les collisions sont sanctionnées par un carton jaune, la récidive par un carton rouge et l'exclusion. Dès que la fenêtre de tir est suffisante, le robot tire au but. Il ne suffit pas de tirer fort, la vitesse et la tactique sont au moins aussi importantes.

(070359-I)

## 186 Nouvelle brique moteur – Lego MINDSTORMS® NXT

DIVERS

En 2006, les briques Lego MINDSTORMS® RCX se sont métamorphosées en briques NXT. Elles surprennent par leurs formes avant-gardistes. Au traditionnel pavé compact RCX, les ingénieurs Lego ont préféré un profil « pistolet » pour le moteur NeXT génération.

Cette brique comprend à la fois un moteur, un encodeur rotatif et un réducteur de vitesse à engrenages. Son poids atteint les 80 g !

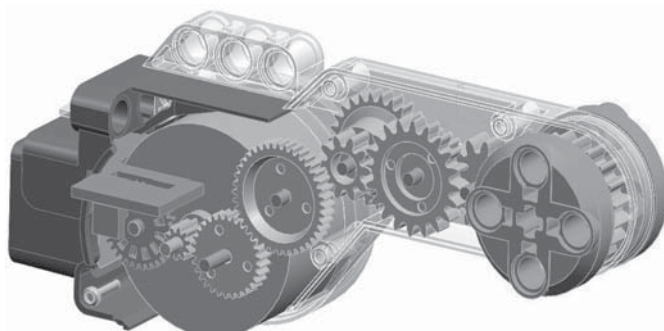
Le moteur à courant continu semble de type standard. Il se situe sous le logo Lego, dans le cylindre gris clair de plus grand diamètre. Il est alimenté par une tension de 9 V et consomme 60 mA à vide pour une vitesse de 170 tours/minute (360 t/mn et quelque 3,5 mA pour un moteur RCX).

Le réducteur de vitesse interne permet d'augmenter le couple disponible sur le disque de sortie, ce qui est intéressant pour les applications de force. En revanche, la rotation lente sera perçue comme

**Liens Internet**

[1] Philo's NXT® motor internals :  
[www.philohome.com/nxtmotor/nxtmotor.htm](http://www.philohome.com/nxtmotor/nxtmotor.htm)

[2] Lego® 9 V Technic Motors compared characteristics :  
[www.philohome.com/motors/motorcomp.htm](http://www.philohome.com/motors/motorcomp.htm)



inconvenient dans les applications de vitesse.

Les données fournies par l'encodeur rotatif optique permettent au logiciel du boîtier NXT de déterminer l'angle de rotation au degré près. Faute d'avoir disséqué la brique, nous ignorons comment cette précision est obtenue alors que le disque codeur ne présente que douze crans. Deux ensembles électroniques sont présents dans la brique : d'une part le module de conditionnement du signal provenant du capteur optique, d'autre part le module de protection contre les surcharges éventuelles. Celui-ci est constitué d'un fusible Polyswitch® réarmable contre les courants trop forts, et d'un limiteur de surtensions à 15 V.

À une extrémité de la brique, se trouve le disque d'entraînement, de couleur orange. À l'autre extrémité se trouve le connecteur pour l'alimentation et la sortie de données. Il est de type RJ11 et détrompé afin d'éviter la confusion avec un cordon téléphonique standard.

Les lecteurs intéressés trouveront les caractéristiques et les vues des entrailles de la brique sur les pages de Philo [1], [2].

(070371-I)

Antoine Authier

## 187 SPI, MICROWIRE & Co. – Les bus courts à l'œuvre

### COMMUNICATION

**Les liaisons courtes constituent un domaine d'utilisation important de la transmission série synchrone des données. Elles offrent une méthode simple mais sûre de combler la distance entre des puces sur une ou plusieurs cartes et entre petits modules dans un appareil, une armoire/un pupitre de commande.**

Les systèmes de bus courts se nomment aussi bus d'appareil série (synchrone) ou liaisons Inter-IC. SPI, Microwire, 3-Wire et le bus I<sup>2</sup>C sont les représentants les plus connus de ce groupe. Examinons d'un peu plus près les trois premiers candidats.

#### Microwire

Ce mode de fonctionnement série synchrone, une des premières réalisations du genre, a été introduit par l'entreprise National Semiconductor pour permettre au microcontrôleur COP de commander des unités périphériques série. Il fonctionne selon le mode synchrone 0. Les quatre modes disponibles sont aussi désignés par mode SPI (*Serial Peripheral*

*Interface*). C'est pourquoi les fabricants de puces périphériques mentionnent très souvent que celles-ci sont *SPI/Microwire-compatible*. Cela signifie que ces puces doivent être commandées selon le mode 0 et ne fonctionnent pas dans les autres modes.

#### L'interface périphérique série SPI

Motorola a introduit le concept de SPI pour les microcontrôleurs 6805 dans le but d'unifier les quatre modes de transmission série synchrone des données (**tableau 1**). Tentative de normalisation à vrai dire à moitié réussie : il faut examiner les « puces SPI » sous toutes les coutures pour savoir lequel des quatre modes utiliser. Il s'agit le plus souvent du mode 0 (car il est aussi compatible Microwire), mais de nombreux fabricants de puces ont aussi recours aux autres modes. Un coup d'œil à la fiche de données, en particulier aux diagrammes des séquences temporelles et à la descrip-

Tableau 1. Désignations les plus usitées des connexions des puces périphériques

Connexion	Désignation générale	Spécifique à Motorola	Spécifique à Maxim/Dallas
Ligne d'horloge	SCLK	SCK, CLK	SCK, CLK
Ligne émission maître → esclave	SO / SI	MOSI : Master Out - Slave In	DOUT / DIN (Data OUT / IN) ou DQ
Ligne émission esclave → maître	SO / SI	MISO : Master In - Slave Out	DOUT / DIN ou DQ
Activation de l'esclave	$\overline{CS}$ (Chip-Select)	SS (Slave Select)	$\overline{RESET}$ , $\overline{RST}$ , LOAD
	Un grand nombre d'esclaves sont activés à l'aide d'un niveau bas ( $\overline{CS}$ , $\overline{SS}$ , LOAD) et un nombre tout aussi élevé à l'aide d'un niveau haut (RST).		

tion du transfert série des données ne sera pas de trop.

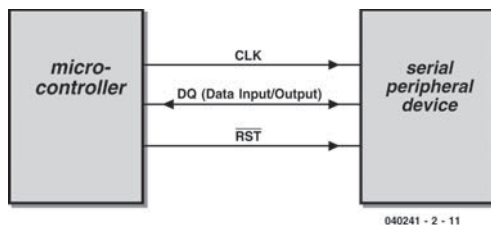


Figure 1 - L'interface 3-Wire.

### 3-Wire

Les ingénieurs de l'entreprise Maxim/Dallas ont raisonné comme suit en concevant l'interface 3-Wire de la **figure 1** : quand on examine de près le transfert série de données en mode synchrone, on constate souvent que le maître envoie des données à l'esclave ou vice-versa, mais que les deux ne se produisent jamais simultanément.

Autrement dit : le transfert des données s'effectue souvent en semi-duplex (bien que le duplex intégral soit possible).

Pourquoi alors ne pas se contenter d'une seule ligne DQ de transfert des données ? Il suffit de la commuter périodiquement pour obtenir une transmission bidirectionnelle sur une ligne. La broche de l'esclave joue alternativement le rôle d'entrée et de sortie. La même chose se produit bien entendu du côté du maître. On s'épargne ainsi une ligne E/S numérique coûteuse au prix d'une stricte observance des règles de transfert :

1. Lorsque la tension de fonctionnement est appliquée (Power-ON), l'esclave attend toujours de recevoir un télégramme de données du maître (microcontrôleur). L'entrée de l'esclave attend donc une réception.
2. Le maître appelle toujours l'esclave au début.

L'esclave peut réagir à un appel de deux façons : si le maître transmet des données d'initialisation ou des instructions, l'esclave les évalue et revient au mode réception.

Si le maître requiert au contraire des données, l'esclave passe au mode d'émission. Une fois les données transmises, l'esclave revient automatiquement au mode de réception et attend un nouveau télégramme d'instructions du maître.

Donc, lorsqu'un des participants utilise la ligne DQ pour envoyer des données, l'autre participant s'en sert toujours pour les recevoir.

### Applications

Le monde des puces SPI comporte actuellement une multitude de composants prévus pour les fonctions et les utilisations les plus diverses (**tableau 2**). Examinons d'un peu plus près (et testons) trois unités périphériques intéressantes. Nous avons raccordé ces puces à un microcontrôleur de la famille 8051. Le logiciel est écrit en C51. Il est bien entendu possible de faire appel à un autre microcontrôleur ; l'interface et le protocole SPI sont conçus pour être universels et bénéficient d'une documentation exhaustive. Le logiciel peut aussi être programmé dans un autre langage. Des informations détaillées (fiches de données et description détaillée des puces) sont rassemblées dans un dossier d'information qui peut être téléchargé à partir du serveur Elektor.

Il faut, selon le cas, faire appel à une des deux méthodes ci-dessous pour réaliser la partie microcontrôleur de l'interface SPI :

1. *Le microcontrôleur dispose déjà d'un module d'interfaçage intégré sous forme d'unité périphérique.* Dans ce cas, il faut positionner les paramètres CPOL et CPHA par logiciel dans leurs SFR (*Special Function Register*). Il suffit de placer les octets de données dans le SFR



**Tableau 2. Le monde des puces SPI**

Convertisseurs de données	Convertisseurs A/N et N/A
Mémoires	EEPROM et FLASH EPROM
Composants horloge	<i>Real Time Clock</i> (RTC)
Détecteurs, capteurs	Température, pression, etc.
Commande d'affichage	LED à matrice, LCD alphanumérique
Interfaces série asynchrones	UART
Contrôleur de bus	CAN, USB
Divers	Potentiomètres numériques, amplificateurs à réglage numérique, etc.

d'émission et de donner l'instruction de démarrage pour que le reste de la transmission des données se déroule automatiquement (commandé entièrement par le module SPI). La vitesse de transmission des données est maximale.

La réception est tout aussi simple : l'unité SPI reçoit les bits en série de façon autonome (conformément au mode défini par CPOL et CPHA) et informe le microcontrôleur, par exemple au moyen d'une interruption, qu'un octet complet a été reçu et que celui-ci peut être traité par le logiciel d'application.

L'effort de réalisation du logiciel de transmission série des données en mode synchrone est donc minimum.

2. *Le microcontrôleur ne dispose pas d'une unité fonctionnelle SPI intégrée adéquate.* Si tel est le cas, le protocole de transmission série des données en mode synchrone doit être reconstitué au moyen des broches disponibles du port E/S numérique. En positionnant chacune de ces broches du port sur Haut ou Bas, le logiciel engendre le signal d'horloge adéquat et synchronise l'envoi des bits de données avec les flancs.

L'horloge de réception doit être, elle aussi, « assemblée à la main » et la broche d'entrée lue lorsque le flanc est présent. Il faut donc compter exactement les impulsions d'horloge et les bits. Cette façon de basculer/bousculer les bits est connue sous le nom de *Bit-Banging*. Son but est d'émuler une transmission synchrone/asynchrone des données par des lignes d'un port. Le logiciel recrée le protocole de transmission des données en manipulant les bits sur ces lignes. Cette méthode de transfert des données n'exige pas des dons exceptionnels d'informaticien mais est bien plus lente qu'un module intégré.

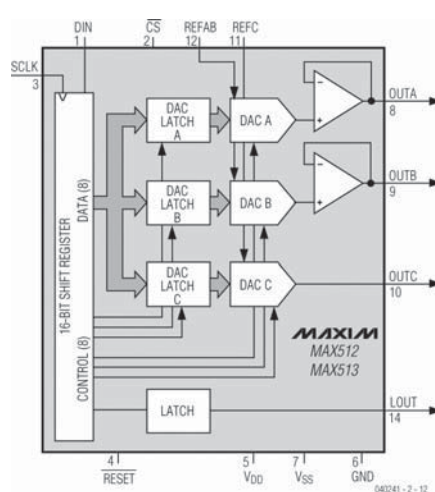


Figure 2 - Schéma fonctionnel du MAX512.

L'utilisation d'un membre de la famille 8051 dans nos applications nous contraint de recourir à cette méthode, car un grand nombre de ces microcontrôleurs sont dépourvus d'unité SPI intégrée.

## MAX512

### Convertisseur N/A à interface série

#### Mode SPI 0, compatible Microwire

Cette puce contient trois convertisseurs N/A offrant une résolution de 8 bits. La **figure 2** reproduit le schéma fonctionnel, la **figure 3** le diagramme de la séquence temporelle de l'interface SPI et la **figure 4** le raccordement à un microcontrôleur.

## MAX71219

### Commande série d'afficheur LED à matrice

#### Mode SPI 0, compatible Microwire, cascadable

Le composant MAX7219 peut commander jusqu'à



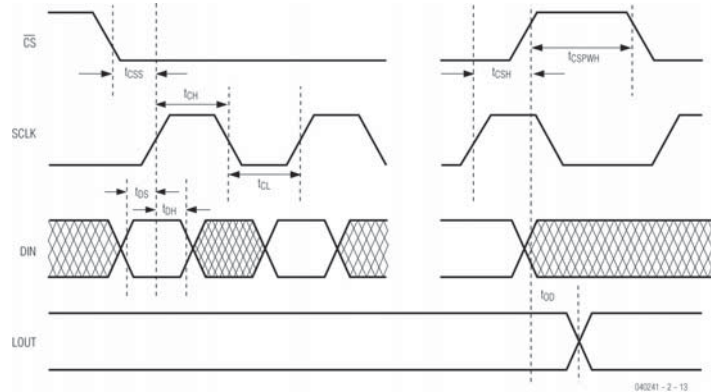


Figure 3 - Diagramme de la séquence temporelle de l'interface SPI (mode SPI 0).

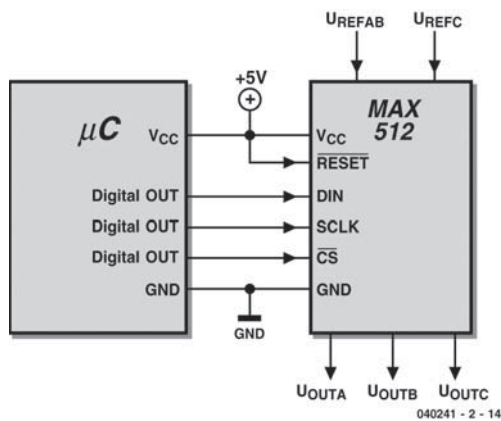


Figure 4 - Connexion à un microcontrôleur.

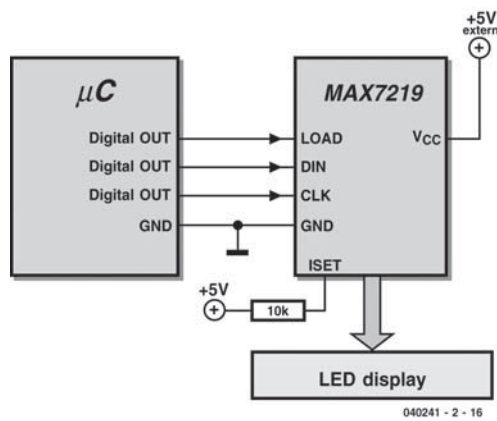


Figure 6 - Couplage à un microcontrôleur.

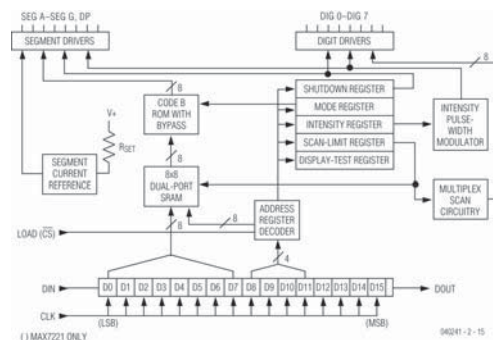


Figure 5 - Schéma fonctionnel du MAX7219.

8 × 8 (= 64) segments LED individuels en mode multiplex. Il peut être utilisé avec des LED individuelles ou des afficheurs LED 7 (8) segments car il dispose d'une unité de décodage BCD interne. La sortie SO de cette puce permet de la brancher en cascade pour commander des afficheurs de taille

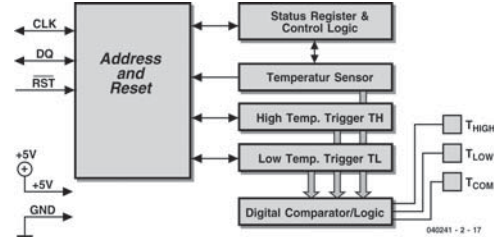


Figure 7 - Schéma fonctionnel du DS1620.

La **figure 5** reproduit le schéma fonctionnel et la **figure 6** le couplage à un microcontrôleur. La sortie DOUT reliée à l'entrée DIN du composant suivant permet de créer une cascade. Les entrées « Clock » et « Load » sont reliées en parallèle.

## DS1620

### Thermomètre et thermostat à interface série Mode SPI 3, interface 3-Wire

Ce composant combine un thermomètre (mesure de

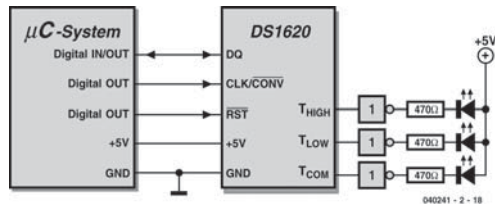


Figure 8 - Connexion à un microcontrôleur.

température) et un thermostat (régulation de température). La **figure 7** reproduit le schéma fonctionnel et la **figure 8** le raccordement à un microcontrôleur. Cette puce effectue une transmission bidirectionnelle par une seule ligne. Le maître envoie tout d'abord une commande au composant DS1620 (par exemple, « Mesurer la température maintenant ») qui répond par la température mesurée. La ligne DQ forme donc une ligne de données commune. Le maître doit tout d'abord positionner la broche

numérique de son port E/S sur « sortie » puis commuter (lorsque nécessaire) sur « entrée ».

Les références accompagnant cet article contiennent des informations et de nombreux exemples supplémentaires sur la transmission série des données en mode synchrone (et asynchrone) ainsi qu'une introduction à la programmation en C de la famille 8051.

#### Pour en savoir plus

- [1] Bernd vom Berg, Peter Groppe, Joachim Klein, *Je programme en PASCAL les microcontrôleurs de la famille 8051 (80C537)* – Éditions Publitrone/Elektor
- [2] PalmTec : [www.palmtec.de](http://www.palmtec.de)

(040241-2)

Prof. Dr. Bernd vom Berg & Peter Groppe Dipl.-Ing.

## 188 « Biquettes » Logiques

DIVERS

L'unité centrale de traitement, la CPU, au cœur de tout ordinateur ou système à microcontrôleur est en fait une énorme collection d'interrupteurs microscopiques et de portes logiques. Il semblerait que la compréhension du fonctionnement des portes logiques en particulier pose quelques problèmes si l'on n'est pas technique. Heureusement qu'il existe, de par la puissance du papier (produit bon marché disponible partout dans le monde) une version de ces portes logiques sous la forme de biquette (*goat* en anglais).

Réalisée correctement en technologie DIY (*Do It Yourself*), la biquette ET ne devrait baisser la tête qu'en cas d'action simultanée sur les boutons gauche et droit.

La biquette OU signifiera son approbation en cas d'action sur le bouton gauche ou droite ou sur les deux simultanément.

La biquette NON-ET, pour finir, incline la tête en cas de non-action sur le bouton.

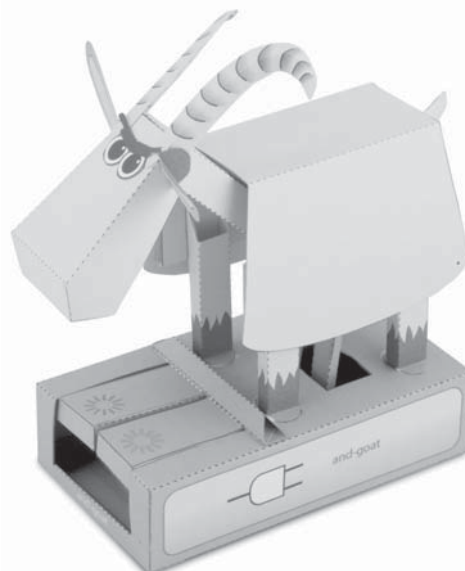
Ces modèles peuvent être créés en papier en utilisant les modèles joliment dessinés et à découper téléchargeables depuis le site Web Flying Pig.

(080482-1)

Rob Ives

#### Lien Internet

<http://www.flying-pig.co.uk/pagesv/logicgoat.html>



## 189 Chargeur rapide d'accus NiMH

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

La capacité des accumulateurs NiMH (Nickel Métal Hydrure) de format AA les plus récents peut atteindre 2900 mAh. Avec un chargeur conventionnel de première génération (qui fournissait un courant de charge de 125 mA) le temps de charge serait donc extrêmement long.

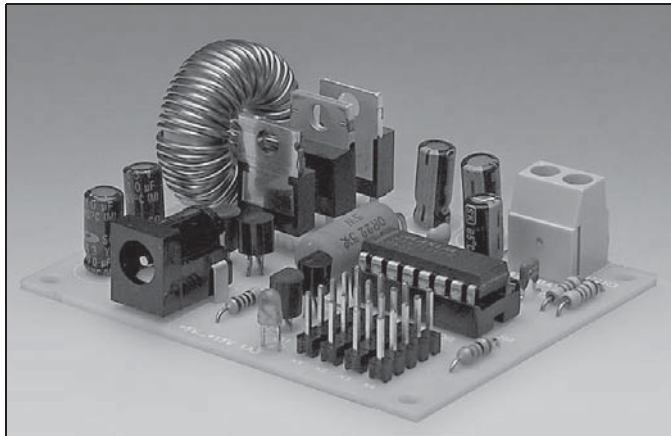
Le chargeur que nous vous proposons devrait accélérer ce processus de plus en plus courant qu'est la recharge de ce type d'accus (respect de l'environnement oblige !).

Conçu autour du MAX712 de Maxim (Integrated Products pour être complet, repris, pour la petite histoire, par Dallas Semiconductor) et fonctionnant en mode commuté, il peut fournir un courant de charge rapide maximum de  $I_{\text{charge}} = 250 \text{ mV}/R1$ , soit pas moins de un ampère si R1 vaut 0,25  $\Omega$ . Dans ces conditions, les accumulateurs seront donc chargés en un peu plus de deux heures.

Le circuit de Maxim intègre non seulement toute l'intelligence, mais aussi un convertisseur analogique numérique (CAN), un détecteur de fin de charge, un minuteur et un module de surveillance de la température. Les quatre broches de configuration qu'il comporte en permettent un paramétrage au goût de l'utilisateur. Ces dernières servent à paramétrer le nombre d'éléments à charger, la durée maximale de charge ainsi que la méthode de détection de fin de charge (point d'inflexion ou pente décroissante). On se référera à la fiche de caractéristiques (*datasheet*) (et à l'article précédent) pour en savoir plus.

Le MAX712 est destiné aux accumulateurs NiMH, fin de charge au point d'inflexion de la courbe de tension  $\delta V/\delta t = 0$ .

La tension maximale d'alimentation est 15 V. La tension d'alimentation doit être supérieure de 2 V au minimum à la tension maximale de charge afin de compenser les fluctuations de tension lors de la charge. Ainsi, pour une tension maximale de charge de 1,6 V par élément, une tension d'alimentation de 15 V permet de charger huit accumulateurs en

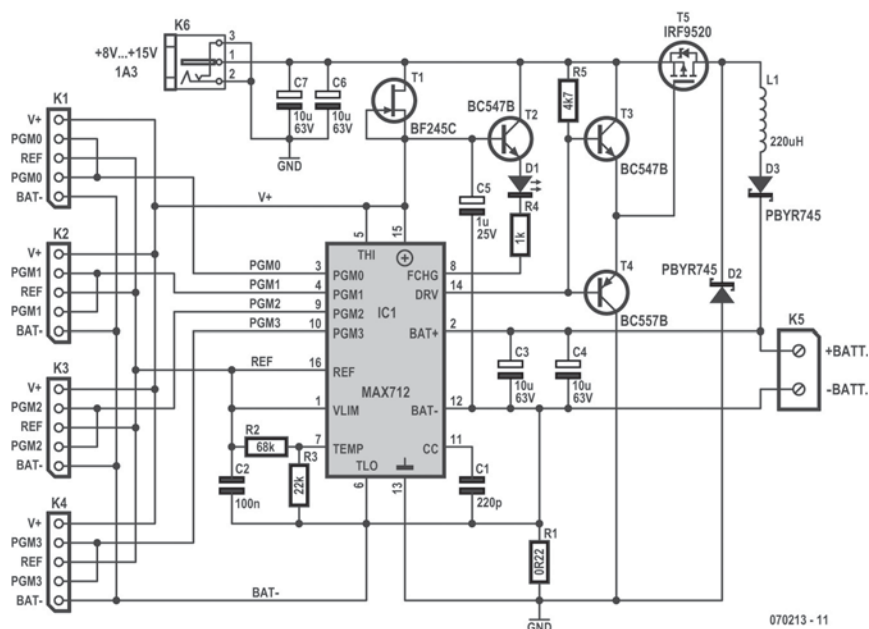


série. Une tension de 12 V (fournie par ex. une batterie de voiture) permettra de (re)charger 6 éléments. L'alimentation du montage doit pouvoir délivrer 1 A. Il est important de veiller à ce cahier des charges. S'il n'est pas satisfait le circuit intégré ne fonctionnera pas correctement, et risque de ne pas détecter correctement la fin de charge rapide (avec les risques de dommage que cela induit pour les accus connectés).

### Paramétrage du circuit

- ♦ Les broches PRGM0/PRGM1 permettent de régler le nombre d'éléments à charger. Remarque concernant l'utilisation d'un porte-pile(s) lors de la (re)charge : chacun des contacts peut représenter une résistance série de 1  $\Omega$  ce qui se traduit par une différence de potentiel de 1 V sous 1 A. Dans cette configuration la tension d'alimentation ne sera peut-être pas suffisante, il est donc préférable de vérifier ce détail avant toute réalisation.
- ♦ Pour des raisons de sécurité il est préférable de bien configurer la durée maximale de charge avec les broches PRGM2/PRGM3.
- ♦ Sur ce montage, le dispositif de contrôle de la température des accumulateurs est désactivé.

À la fin de la charge rapide, le circuit alimentera les accumulateurs avec un courant d'entretien (goutte à goutte).



### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 0Ω22/5W  
R2 = 68 kΩ  
R3 = 22 kΩ  
R4 = 1kΩ  
R5 = 4kΩ7

#### Condensateurs

C1 = 220 pF  
C2 = 100 nF  
C3, C4, C6, C7 = 10 μF/63 V radial  
C5 = 1 μF/25 V radial

#### Selfs

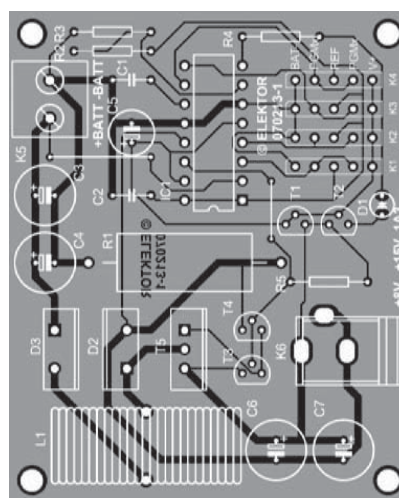
L1 = 220 μH

#### Semi-conducteurs

D1 = LED  
D2, D3 = PBYR745  
T1 = BF245 B ou C  
T2, T3 = BC547B  
T4 = BC557B  
T5 = IRF9520  
IC1 = MAX712CPE

#### Divers

K1 à K4 = embase autosécable à 1 rangée de 5 contacts  
K5 = bornier à 2 contacts au pas de 5 mm  
K6 = jack d'alimentation mâle encartable



Intéressons-nous à l'aspect électronique du circuit. T1 est utilisé en source de courant et fournit les 8 mA nécessaires à l'alimentation du MAX712. D3 évite que l'accumulateur ne se décharge dans le circuit au cas où le montage ne serait pas alimenté.

La LED D1 s'allume lorsque le circuit est en charge rapide. T5 pourra être monté sur un dissipateur ther-

mique si nécessaire. Les caractéristiques de la self L1 ne sont pas critiques, une self de déparasitage de 100 μH/5 A classique fera l'affaire. De même les diodes D2, D3 et le transistor MOSFET T5 ne sont pas critiques dans cette application. Vous pouvez utiliser n'importe quelle diode Schottky qui supporte 3 A, et mettre à contribution n'importe quel MOSFET avec une résistance de drain plus faible.

Nous avons réalisé une petite platine pour ce montage. L'implantation des composants n'appelle pas de remarque particulière. Il suffira de ne pas oublier de mettre en place les deux ponts de câblage. La self L1 est une self torique de bon format classique. Les embases K1 à K4 permettent de fixer les différents paramètres de charge.

Comme le principe de calcul est le même que dans le cas du chargeur pour NiCd à MAX713 de l'article précédent, nous vous renvoyons à l'exemple de calcul proposé à cet endroit. Les tableaux à utiliser pour le paramétrage de ce circuit sont les mêmes que ceux donnés dans le dit article.

(070213-I)

Antoine Authier - Karl Walraven

## 190 Oreille de chauve-souris

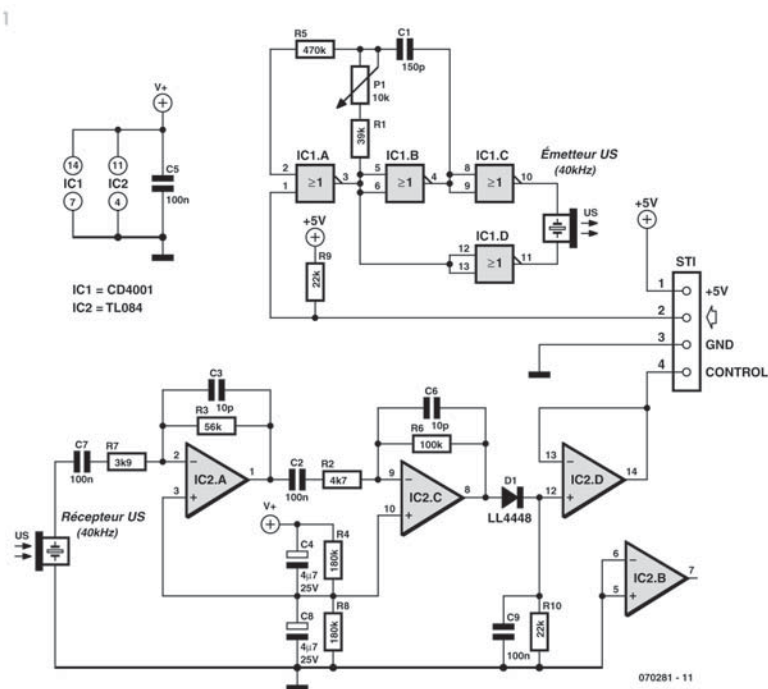
### CAPTEURS

Strictement parlant, ce télémètre à ultrasons fonctionnant par réflexion est plus qu'une simple oreille puisqu'il émet également, à 40 kHz, l'impulsion sonore. Le montage de la **figure 1** comprend deux parties. Nous avons, en haut, l'oscillateur de 40 kHz à côté de l'étage de sortie « push-pull » composé d'IC1.C et IC1.D qu'un signal logique de 5 V sur l'entrée de commande (broche 2 de ST1) permet d'activer et désactiver. La fréquence de l'oscillateur s'ajuste précisément à la fréquence de résonance (40 kHz nominal) du convertisseur à ultrasons à l'aide de P1.

Les signaux réfléchis sont amplifiés à l'aide d'IC2.A et IC2.C, redressés par D1 et tamponnés

par IC2.D. Nous disposons ainsi du « frontal » analogique pour un microcontrôleur. La stratégie d'élaboration d'un algorithme de traitement numérique du signal s'appuiera sur les réflexions suivantes :

après l'émission d'une salve d'ultrasons pendant 2,5 ms, on balaie pendant 50 ms (étendue de mesure de 8 m environ, puisque le signal doit aller et revenir) la courbe d'enveloppe du signal reçu fournie par le montage. La **figure 2** reproduit l'allure typique du signal. Le tracé rectangulaire vert représente le signal à l'entrée de commande (broche 2 de ST1) qui déclenche l'oscillateur pendant 2,5 ms. On voit déjà pendant cette durée (t1) un premier signal à la sortie du récepteur puisqu'il n'est pas possible





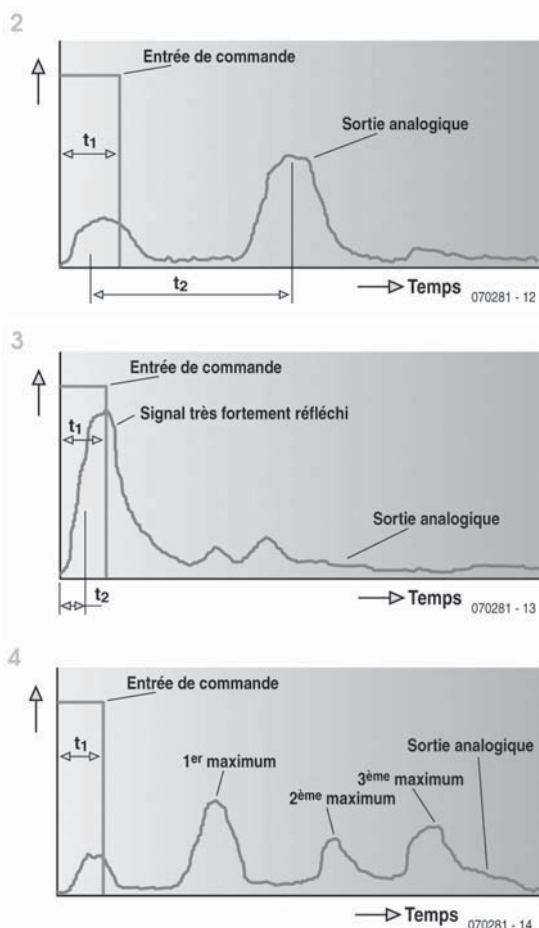
d'éviter tout à fait la réception directe du signal émis. Il est bien sûr indispensable d'en tenir compte lors de l'évaluation.

Le second signal, après le temps  $t_2$ , est le signal réfléchi par un objet. Le temps  $t_2$  est proportionnel à la distance de l'objet. Il se mesure entre le milieu de l'émission de la salve (donc 1,25 ms après le déclenchement de l'oscillateur) et l'instant de date auquel le signal réfléchi atteint son maximum. La distance de l'objet (dans l'air) en centimètres se calcule très facilement et avec une bonne précision en multipliant simplement par 16 la durée en ms. Si  $t_2$  est de 10 ms, par exemple, l'objet est éloigné de 160 cm.

Si l'objet est très proche, le signal de retour arrive avant la fin de l'émission puisque la propagation dure très peu. Le signal reçu est également très fort (**figure 3**). Dans ce cas, le mieux est de mesurer, à partir du déclenchement de l'oscillateur, le temps que met le signal réfléchi pour atteindre environ la moitié de son maximum. Ce temps ( $t_2$  sur la figure 3) servira de mesure de la distance de l'objet.

Si le signal émis rencontre sur son parcours plusieurs objets à des distances différentes, on doit s'attendre à recevoir plusieurs signaux réfléchis d'amplitudes différentes (**figure 4**). Il est vite évident, dans ce cas, qu'un simple détecteur de seuil, au lieu d'un microcontrôleur, ne fournira pas de résultat fiable. Un microcontrôleur avec un logiciel « intelligent » pourra, en revanche, mesurer l'éloignement de l'objet le plus proche ou, en un seul mesurage, celui de plusieurs objets.

Comme le montage, en dehors du +5 V et de la masse, n'a besoin que du signal de commande de l'émetteur et conduit le signal analogique de la



courbe d'enveloppe du récepteur vers le matériel d'analyse, on peut équiper un robot de quatre télé-mètres décalés de 90°, par exemple, pour lui permettre de s'orienter dans l'espace.

(070281-I)

Alexander Wiedekind-Klein

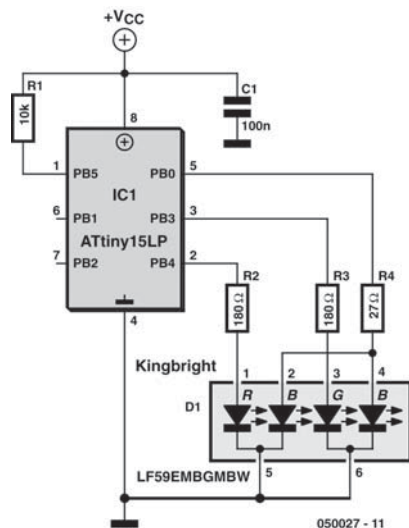
## 191 Tiny-RGB

### JEUX & MODÉLISME

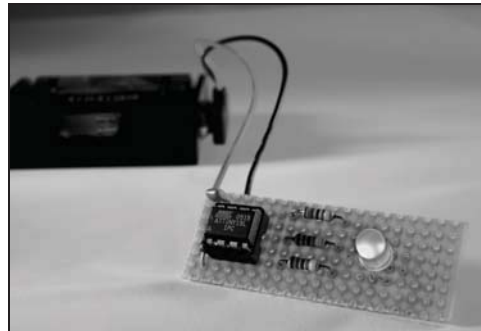
Ce montage est un bel exemple d'une application qu'il est possible de réaliser à l'aide d'un petit microcontrôleur et presque aucun matériel additionnel. Le microcontrôleur en question est un ATTiny15L d'Atmel qui pilote directement une LED RGB (Rouge-Vert-Bleu) ou encore une tri-

plette de LED individuelles des couleurs indiquées et produit ainsi un joli motif (*pattern*) coloré.

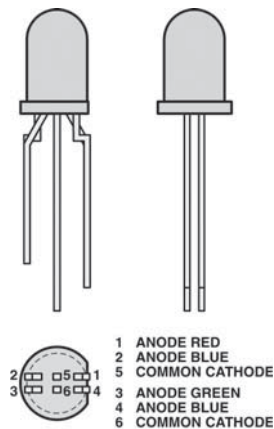
Nous savons fort bien qu'il existe des LED RGB à puce intégrée qui ne cessent de changer de couleur, mais où se trouve alors le plaisir du développement et de la programmation ?



La commande de luminosité des différentes LED se fait bien évidemment par MLI (Modulation en Largeur d'Impulsion = PWM pour *Pulse Width Modulation* en anglais). Si vous voulez savoir comment l'auteur a procédé, il vous suffit de jeter un coup d'œil au code source disponible au téléchargement depuis le site Elektor. Il existe, pour ceux d'entre nos lecteurs qui n'ont pas la possibilité de programmer leur microcontrôleur, auprès des adresses habituelles un composant programmé sous la dénomination EPS050027-41. Le type de LED RGB indiqué sur le schéma comporte un total de quatre LED dans un même boîtier, une LED rouge et une LED verte, mais deux LED bleues. Ceci permet de compenser la luminosité plus faible des LED bleues par rapport à leurs homologues de couleur rouge ou verte. Mais il n'y a pas que la luminosité qui soit différente, la tension directe des LED bleues diffère également de celle des LED d'autres couleurs. La chute de tension aux bornes d'une LED verte est de l'ordre de 2,2 V, alors qu'elle n'est



que de 2 V environ dans le cas d'une LED rouge ; une LED requiert près de 4,5 V ce qui est très près de la tension d'alimentation du microcontrôleur (5 V). Ceci explique que la résistance de limitation de courant des LED bleues, R4, ait une valeur d'un facteur 10 plus faible que celle des deux autres LED, R2 et



R3. Dans ces conditions on a, à un rapport cyclique identique du signal de commande, circulation d'un courant pratiquement identique à travers les quatre LED. La consommation maximale de courant est de l'ordre de 35 mA, le courant moyen se situant aux alentours de 25 mA. Pour en savoir plus sur ce montage (et d'autres projets de l'auteur), un petit tour sur son site (en anglais) à l'adresse [www.floery.net](http://www.floery.net) (page Tobis corner) s'impose.

(050027-1)

Tobias Flöry

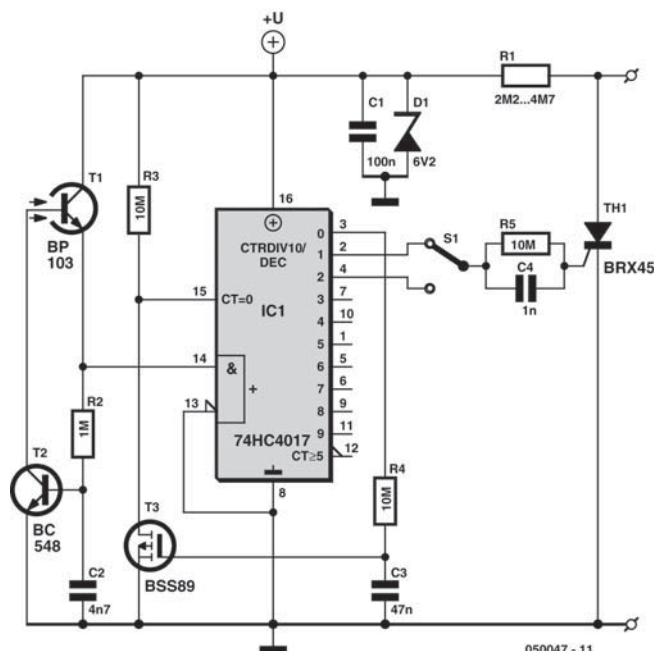
## 192 Flash-esclave rustique

### JEUX & MODÉLISME

Les montages de flashes-esclave courants sont, de l'avis de l'auteur, bien trop complexes pour nombre d'applications et peuvent fort bien être « dégraissés » sans pour autant perdre de leurs fonctionnalités. Bien au contraire, le montage proposé ici présente les avantages suivants :

- ♦ Ne nécessite pas d'alimentation propre, l'alimentation se faisant par le biais du contact de synchronisation (Sync) du flash.
- ♦ Réinitialisation automatique (inutile de s'encombrer d'une touche).

En dépit de ses caractéristiques typiquement pratiques, le montage est resté très simple. Son cœur est un compteur décimal en technologie CMOS très peu gourmand en courant de sorte que l'ensemble du montage se laisse alimenter directement, au travers de la résistance R1 et d'une diode de limitation de tension, D1, par le contact de synchronisation du flash. Le circuit de régulation basé sur le phototransistor T1 possède un courant de repos très faible. Lors de la détection d'un éclair (de flash) T1 fournit une impulsion d'horloge à IC1. En fonction de la position de S1, le thyristor faible puissance ne déclenche qu'à la seconde ou troisième impulsion d'éclair, ceci pour éviter qu'il ne réagisse aux pré-flashes destinés à éviter les fameux « yeux rouges ». Au bout de 0,4 s environ, IC1 est réinitialisé au travers du réseau constitué par R4, C3 et T3 – les flashes ont déjà eu lieu à ce moment-là. Dans ces conditions, la consommation de IC1 grimpe brièvement et la tension d'alimentation aux bornes de C1 s'effondre. Cela n'a pas de conséquence vu que moins d'une seconde plus tard, C1 a retrouvé un niveau de charge tel que le circuit est prêt à attendre



l'éclair suivant. Il faudra, si l'on veut protéger le circuit contre une inversion de polarité de la tension d'alimentation, intercaler un petit pont de redressement capable de supporter une tension de 400 V entre le support dans lequel se glisse le flash et la paire de contacts JP1 et JP2.

(050047-1)

F. Roesky

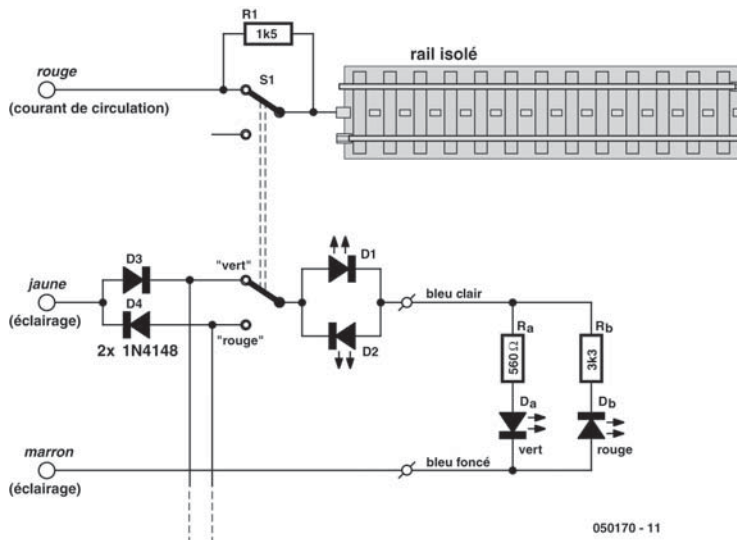
## 193 Montage pour signaux lumineux de block Märklin

## JEUX & MODÉLISME

Le signal lumineux de block 74391 pour réseaux ferroviaires miniatures de Märklin est relativement nouveau sur le marché et son prix de moins de 10 € le rend (encore) abordable. Le hic est qu'il requiert, pour son pilotage, du pupitre de commande de signal 72750 (une quinzaine d'euros via Internet), ce qui non seulement en augmente sensiblement le prix, mais encore le rend moins flexible. Il existe une autre approche, plus simple et meilleure marché : un interrupteur et une paire de diodes, il n'en faut pas plus pour arriver à ses fins.

La raison qui permet d'opter pour cette solution est que d'un point de vue électronique, un tel signal

lumineux n'est en fait constitué que d'une paire de LED dotées de leur résistance de limitation de courant montées tête-bêche. Le quart inférieur droit du schéma constitué de Da, Db, Ra et Rb représente l'électronique interne d'un tel signal lumineux. L'application de la tension fournie par la boucle de courant entraînerait l'allumage des deux LED. Comme il n'y a que deux possibilités de signal, rouge ou vert, l'alimentation se fait tout simplement par le biais des deux diodes D3 et D4. C'est le commutateur S1 qui détermine la couleur visible. Une solution bon marché qui fait bien plaisir. Si l'on veut maintenant, sur un réseau complexe, visualiser à proximité immédiate du commutateur



la couleur prise par le signal lumineux il suffit de prendre dans la ligne allant au signal lumineux une nouvelle paire de LED disposées en tête-bêche qui seront elles montées à proximité de S1. Rien de bien compliqué jusqu'à présent.

Venons-en aux spécificités.

Normalement, on trouve dans un signal lumineux de ce type, une LED verte « normale », la LED rouge étant un modèle à faible courant. Ceci explique que les résistances de limitation de courant aient des valeurs différentes. Il faudra dans ce cas-là que la LED additionnelle D2 soit du type à faible courant, mais pas D1. Malheureusement, depuis peu, Märklin propose également des signaux lumineux dotés de deux LED faible courant. Il est facile de savoir ce qu'il en est en connectant le signal lumineux et en mesurant l'intensité du courant continu circulant dans chacune des deux positions du commutateur : des LED normales consomment

plus de 10 mA, les versions faible courant se débrouillent avec moins de 5 mA.

Si l'on utilise pour D3 et D4 des diodes du type 1N4148 il est possible de piloter sans problème cinq signaux lumineux « normaux », et de l'ordre de vingt si ces derniers ne comportent que des LED faible courant. Si l'on a besoin de plus il faudra utiliser des 1N4001 capables de supporter jusqu'à 1 A. Si l'on se trouve en présence de la tension alternative de 16 V typique en

tant que tension d'éclairage, des réseaux à commande analogique les signaux lumineux Märklin peuvent être connectés directement ou par le biais de D1/D2. Aux tensions plus élevées des systèmes de réseaux numériques il faudra prévoir impérativement les résistances de limitation de courant (à prendre en série l'une avec D1, l'autre avec D2).

Un dernier petit truc à la fois simple et pratique : si l'on veut, sur un réseau analogique faire en sorte que le train, dans le cas d'un signal au rouge, ne poursuive pas simplement sa route, mais qu'il s'arrête automatiquement, il faut isoler le courant de circulation du dernier rail précédent le signal et on applique le courant par le second contact de S1 – exactement comme le montre le schéma. Si, entant qu'amateur de réseau ferroviaire miniature, vous voulez découvrir d'autres trucs et astuces (en allemand) vous pouvez faire un tour sur le site de l'auteur : [www.koerber-home.de](http://www.koerber-home.de).

(050170-1)

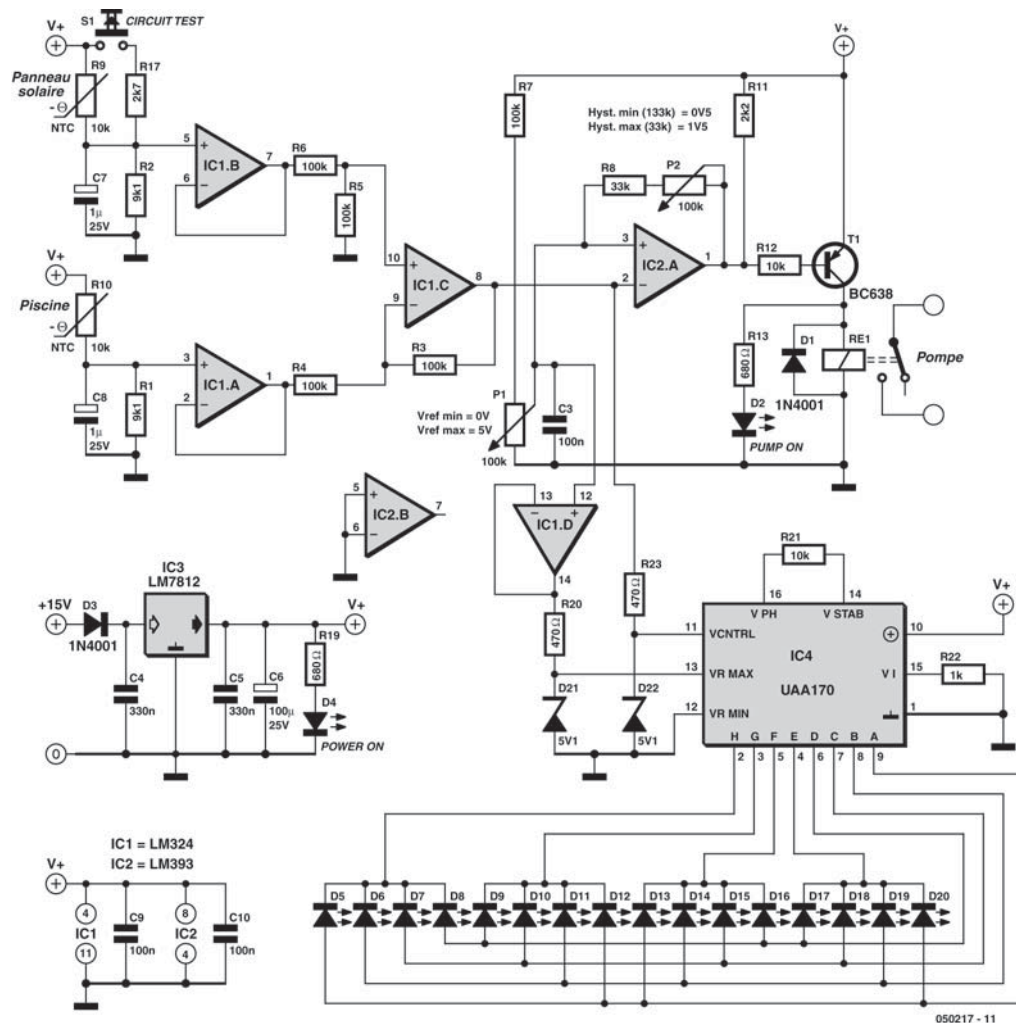
Nils Körber

## 194 Interrupteur thermique pour capteur solaire

MAISON

Si vous chauffez votre piscine (ou votre baignoire) avec un capteur solaire, ce montage vous permettra de mettre la pompe sous ou hors tension. Grâce à lui, l'eau du capteur se réchauffera vivement avant d'être rejetée, et remplacée, par la pompe dans la piscine. La pompe ne tournera ainsi plus en permanence.

Il fonctionne de la façon suivante. Quand la température de l'eau du capteur solaire dépasse, par exemple, de 10 °C celle de la piscine, la pompe peut se mettre en marche. L'eau chaude est alors envoyée dans la piscine et la différence de température décroît rapidement puisque de l'eau fraîche



(refroidie) revient de la piscine vers le capteur solaire.

Quand la différence n'est plus que de 3 °C, par exemple, la pompe peut s'arrêter. Nous avons deux diviseurs de tension formés par R10/R1 et R9/R2. Lorsque la température de l'eau est d'environ 25 °C, ils délivrent une tension d'environ la moitié de la tension d'alimentation.

D'éventuelles impulsions parasites sont éliminées par C7 et C8. Les capteurs (CTN, R9 et R10) sont en effet éloignés de quelques mètres et leurs câbles peuvent ramasser des parasites.

Les deux diviseurs de tension sont suivis par un étage tampon (IC1.A/IC1.B). Un amplificateur différentiel, formé par IC1.C, R3, R4, R5 et R6 (gain

de 1) mesure la différence de température (différence de tension).

Quand les deux températures sont égales, la sortie est à 0 V. Quand la température du capteur solaire croît, l'amplificateur différentiel délivre une tension positive. Nous avons besoin de ce signal pour déclencher un comparateur, construit autour d'un LM393 (IC2.A). Les résistances R7 et P1 permettent de régler la tension de référence qui détermine quand la sortie du comparateur bascule. Une hystérésis réglable à l'aide de R8 et P2 évitera les variations trop rapides. Comme la sortie d'IC2.A est à collecteur ouvert, nous avons prévu R11.

Nous réalisons ensuite la sortie de commande de la pompe à l'aide de R12, T1 et Re1. La diode de roue



libre D1 protège T1 des crêtes de tension à la coupure de la bobine du relais.

Un UAA170 (IC4) permet de contrôler sur 16 LED le fonctionnement du montage. La tension de référence réglable du comparateur, tamponnée par IC1.D, est appliquée à l'entrée VRMAX de l'UAA170. Les diviseurs R20/D21 et R23/D22 limitent la tension d'entrée d'IC4 à 5,1 V, puisque les entrées du UAA170 ne supportent pas plus de 6 V. Lorsque la différence de température est nulle, la LED D20 s'allume. Au fur et à mesure de l'augmentation de cette différence, les LED suivantes s'allument.

La pleine échelle de l'indicateur à LED correspond à la tension de référence du comparateur. En conséquence, quand la dernière LED (D5) d'UAA170 s'allume, la sortie du comparateur doit basculer, ce que D2 signale.

L'alimentation, d'une grande simplicité, comprend essentiellement un stabilisateur, LM7812. Le montage est protégé contre les inversions de polarité par D3. Garantisiez une tension d'au moins 15 V à l'entrée de l'alimentation pour que le stabilisateur fonctionne correctement. Expliquons brièvement

comme monter les résistances à coefficient de température négatif (CTN).

Installez la CTN R9 quelque part à la sortie du capteur solaire. Choisissez un emplacement où l'eau est toujours présente, même sur un petit retour d'eau. Placez la CTN R10 dans le circuit de filtre de la piscine, par exemple, ou en un point où l'eau de la piscine est constamment en circulation. Vous aurez ainsi une bonne indication de la température de la piscine.

Le réglage dépend un peu de la configuration adoptée et vous devrez procéder expérimentalement. Commencez par le réglage de l'hystérésis en réglant le potentiomètre P2 à mi-course. Réglez la tension de référence à l'aide P1 entre 1,5 et 2 V.

Un jour de soleil, vous pourrez mesurer la tension différentielle de façon à connaître la valeur à laquelle régler la tension de référence.

Le réglage de l'hystérésis détermine le temps pendant lequel la pompe tournera pour atteindre la différence de température minimale.

(050217-1)

Tom Henskens

## 195 I2C – Synchronisation d'un oscilloscope à mémoire sur les signaux d'un esclave donné

### MESURE & TEST

Vous n'avez pas d'analyseur logique de course à 32 voies mais vous voulez voir si un esclave I2C reconnaît son nom et envoie un accusé de réception (ACK) ; vous voulez lire au passage les données renvoyées par un convertisseur A/N pour lever le doute sur le traitement logique qui suit ?

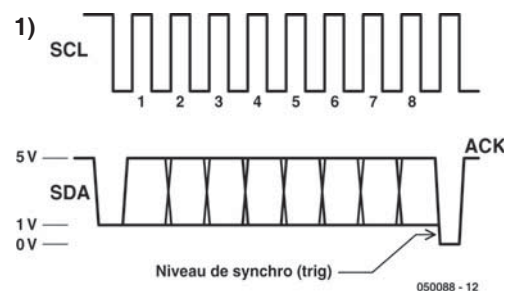
Il suffit pour cela d'un oscilloscope à mémoire (probablement numérique) et de deux résistances pour le synchroniser sur le signal recherché.

#### Protocole

Toute transmission sur le bus I2C commence par une « condition de départ » : une transition de la ligne de données SDA du niveau haut au niveau bas, alors que la ligne d'horloge reste au repos au niveau haut.

Ce signal de départ est suivi par huit impulsions d'horloge qui délimitent dans le temps les bits de données qui constituent l'adresse de l'esclave visé.

Si l'un des esclaves a reconnu son adresse, il le signale en tirant vers le bas la ligne de données quand se présente le front montant de la neuvième impulsion d'horloge. En pratique, l'esclave réagit, comme on pourra le vérifier, dès le front descendant de la huitième impulsion d'horloge. Ce signal d'acquiescement ou accusé de réception s'appelle *acknowledge* (reconnaissance), abrégé par le symbole ACK (figure 1). La **figure 1** montre le début



d'une transmission sur le bus I2C : une condition de départ, 8 bits d'adresse, un signal ACK. Autrement dit le signal ACK confirme au maître du bus que l'esclave est présent sur le bus.

### Discrimination

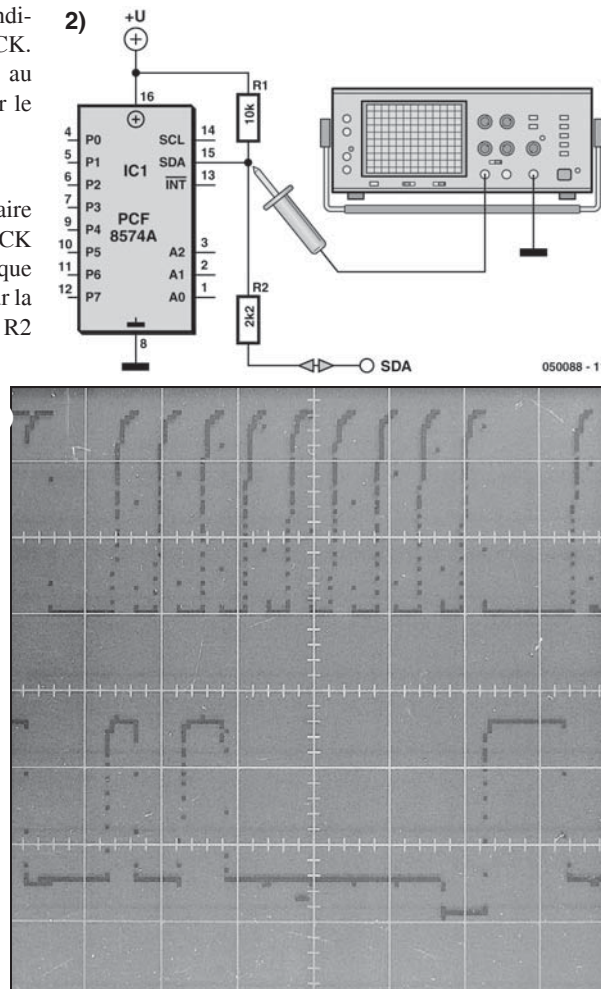
Pour le détecter le bit ACK, nous allons faire en sorte que le niveau bas du signal ACK envoyé par le composant visé soit plus bas que le niveau bas produit par le maître du bus sur la ligne de données. Nous divisons avec R1 et R2 la tension appliquée par la ligne SDA du bus à la broche homonyme du circuit intégré (figure 2). On découvre en **figure 2** le montage de test pour synchroniser un oscilloscope sur le signal ACK.

Le niveau haut de la ligne est inchangé. Le niveau logique bas est représenté par l'un ou l'autre de deux niveaux électriques, suivant que le circuit intégré émetteur est le maître ou l'esclave. Dans le cas du maître, la tension descend à 1 V environ, ce qui est reconnu comme un zéro sans équivoque par les circuits intégrés CMOS. Dans le cas de l'esclave, la tension tombe effectivement à zéro volt. Il suffit de régler la synchronisation de l'oscilloscope à mémoire de façon à capter un seul événement (single ou *one shot*). Le niveau de déclenchement sera fixé un peu en-dessous du niveau bas de la ligne SDA manœuvrée par le maître (1 V).

### Décodage

On envoie, au moyen d'un programme moniteur et du microcontrôleur du montage à tester (ou bien d'un programme sur PC et d'une interface pour port parallèle), un message qui doit être reconnu par l'esclave visé. Si on veut simplement s'assurer qu'il réagit correctement, il suffit de lire sur l'enregistrement l'adresse à laquelle il a répondu.

On peut aussi lire les données pour détecter la source d'une erreur quelconque : différence entre lecture et écriture dans une mémoire ou erreur de conversion analogique/numérique... Pour cela, il faudra dilater sur l'écran de l'oscilloscope l'affichage de l'enregistrement et balayer (*scroll*) pour lire confortablement (**figure 3**). Les signaux d'horloge sont essentiels pour reconnaître le rang de



chaque bit. Notez que, pour l'adresse comme pour les données, le bit de poids fort se présente en premier, contrairement à ce qui se passe en RS-232, par exemple.

Comme la synchronisation ne se fait que pour un esclave déterminé, il est parfaitement possible d'espionner un montage en marche normale et d'analyser les communications, dans les deux sens entre le maître et cet esclave. Pour démêler les octets d'adresse, de sous-adresse, de données en écriture, lecture etc. on se reportera avec profit aux notes des fabricants de composants ou au *Manuel du bus I2C*, Publitronec ISBN 2-86661-068-7.

(050088-1)

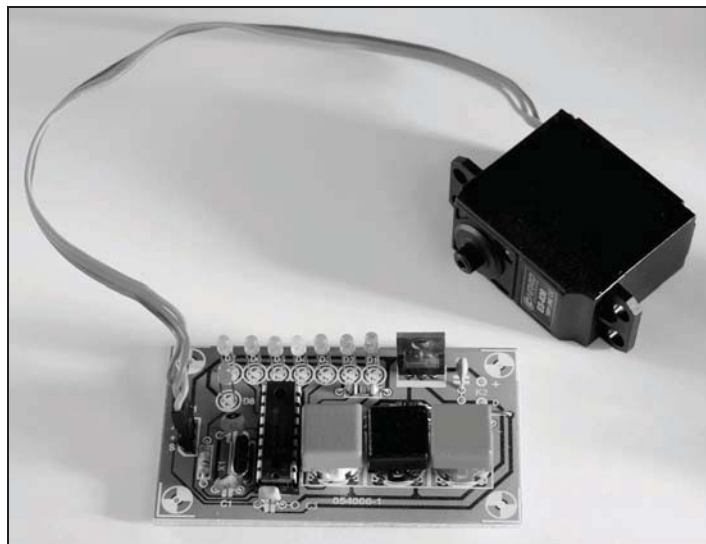
Jean-Paul Brodier

## 196 Tremplin pour servo radiocommandé

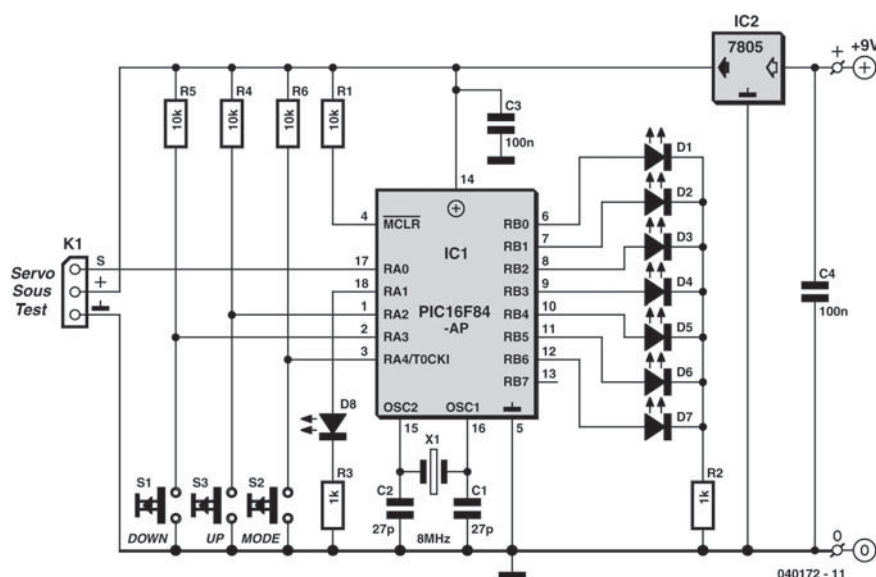
JEUX &amp; MODÉLISME

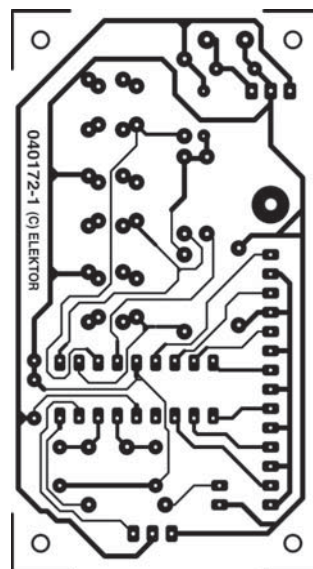
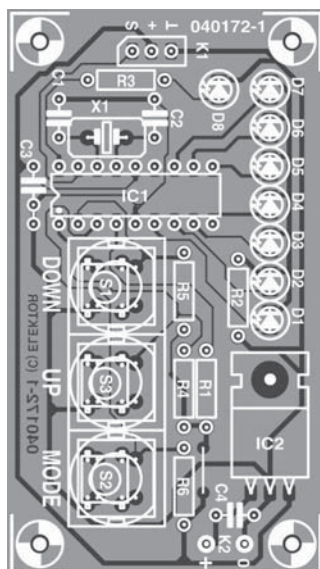
S'il s'agit de vérifier le bon fonctionnement de servos radiocommandés, le banc d'essai présenté ici possède tout ce que désire un metteur au point ou un constructeur amateur. En installant un certain nombre de ces appareils dans un seul boîtier, on peut aligner et vérifier un modèle radiocommandé complet sans avoir à déployer d'émetteurs.

La particularité la plus inhabituelle de ce projet, c'est de ne pas utiliser de manettes de commande ou d'accessoire similaire pour définir la position du servo. À la place, il fournit une sortie précise d'impulsions de 1,5 ms que l'on peut changer en plus ou en moins par pas de 0,166 ms, ainsi qu'un affichage de la position choisie par une ligne de LED. C'est bien pratique si vous concevez et testez des appareils radiocommandés branchés directement sur le récepteur, ce qui permet d'appliquer simplement et rapidement une impulsion calibrée avec précision sans avoir à recourir à l'oscilloscope.



En supplément, on peut utiliser le tremplin en mode d'exercice. Quand on utilise cette fonction, le servo passera continuellement d'un extrême à l'autre de sa course pour opérer rapidement une vérification complète de son fonctionnement. Une autre LED indique que le mode d'exercice a été enclenché.





### Liste des composants

<b>Résistances</b> (¼ W/10%) R1, R4 à R6 = 10 kΩ R2, R3 = 1 kΩ  <b>Condensateurs</b> (au pas de 5 mm) C1, C2 = 27 pF C3, C4 = 100 nF  <b>Semi-conducteurs</b> D1 à D3, D5 à D7 = LED à haut rendement verte 3 mm	D4, D8 = LED à haut rendement jaune 3 mm IC1 = PIC16F84(A) en boîtier DIL18 programmé EPS 040172-41 IC2 = LM2940 boîtier TO220 (ou équivalent 5 V/1 A à faibles pertes)  <b>Divers</b> X1 = quartz 8 MHz, capacité de charge 32 pF parallèle, boîtier HC49 ou modèle bas profil	K1 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 3 contacts S1 à S3 = bouton-poussoir unipolaire à contact travail Boîtier, par exemple 1591ATBU (Hammond) Support 18 broches Embase jack pour adaptateur secteur Platine EPS 040172-1 Logiciel gratuit EPS 040172-11 Kit EPS 040172-71
---	--	---

Enfin, l'appareil ne réclame que peu de composants et sa construction est très peu coûteuse du fait que le processeur PIC rend en charge toutes les fonctions de chronométrie.

Jugez plutôt : un bon vieux PIC 16F84 sur lequel on branche huit LED, D1 à D8 et trois interrupteurs, S1, S2 et S3. Le logiciel génère un signal pour le servo toutes les 20 ms puis interroge les boutons pour savoir si l'un d'eux a été actionné, en fonction de quoi, il ajuste la largeur d'impulsion. À la première mise sous tension, le circuit envoie une impulsion de 1,5 ms et la LED au milieu de la ligne s'allume. Pousser sur les boutons « up » ou « down » augmente ou diminue la largeur d'impulsion de 0,166 ms et l'afficheur à LED suit l'évolution en indiquant la largeur choisie.

À tout instant, on peut appuyer sur le bouton de « mode » pour faire passer le banc d'essai en mode d'exercice puis revenir en manuel. Le servo connecté à la sortie est ainsi entraîné cycliquement d'un bout à l'autre de sa course, une indication fort utile pour savoir s'il est en bon état ou non.

Une platine à la mode d'Elektor existe pour ce projet, le tracé des pistes en est reproduit ici. Il ne faut lui ajouter qu'un seul fil. Le prototype de l'auteur compte deux de ces platines dans le même boîtier, de manière à essayer deux servos d'un modèle en même temps. Sur la photo, vous verrez une version précédente qui ne diffère que très légèrement du modèle actuel. Le code source a été rédigé à l'aide du PIC Basic+ de Proton qui réalise la compilation en assembleur et en code objet. Si vous disposez

d'un programmeur de PIC, vous pourrez vous procurer tout le logiciel du projet, y compris les fichiers .hex et le code source, disponible gratuitement au téléchargement (référence 040172-11.zip) sur le site d'Elektor. Le PIC déjà programmé est également disponible via l'e-choppe sous le numéro 040172-41.

Il existe plusieurs façons d'alimenter le circuit. Une pile PP3 (6F22), un bloc de 9 V, peut sembler convenable à première vue, mais elle risque de se retrouver vite à plat, même avec de petits servos. Il est possible de recourir à un bloc adaptateur sur secteur, mais sur le terrain, bien sûr, il faudra penser à autre chose. Sans aucun doute, la solution la plus élégante, c'est la mallette dotée d'un compartiment pour quatre piles AA, ce qui laisse encore le choix entre piles alcalines et accumulateurs NiMH, pour y créer un rail d'alimentation sous 6 V. Il faut alors prévoir un régulateur de tension à faible chute pour IC2, comme un 4805 ou le LM2940, préférable ici parce qu'il ne va pas décharger vos batteries pour sa

propre alimentation. Un interrupteur de tension est aussi recommandable. La consommation au repos du circuit avoisine les 5 mA. Si vous effectuez la programmation du PIC par le fichier hex, il faut régler les bits de configuration comme suit :

- ◆ HS (10) (avec un quartz > 4 MHz)
- ◆ WDTE disable (0)
- ◆ PWRTE enable (0).

Les autres bits de configuration concernent le code de protection et leur utilisation est laissée à votre appréciation.

À l'attention des radio-modélistes parmi nos lecteurs, signalons qu'il est aussi possible de se procurer l'ensemble des composants pour ce projet, y compris la platine, le microcontrôleur programmé et le boîtier en ABS. Le code de commande est EPS040172-71.

(040172-1)

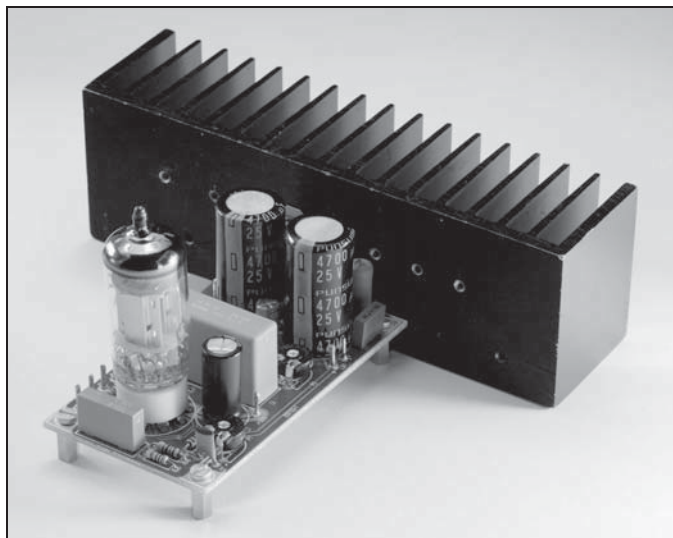
Ray King

## 197 Amplificateur hybride simple

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Le débat tubes contre transistors n'est pas encore tout à fait épuisé. Nous ne nous y engageons pas ici mais si vous n'avez pas encore choisi votre camp, essayez l'amplificateur, simple, que nous allons décrire.

Le préamplificateur de notre amplificateur est un tube, son étage de sortie, un FETMOS. Une forte contre-réaction assure une réponse en fréquence raide comme un piquet. Nos essais ont également concerné d'autres composants et vous pourrez remplacer au besoin le BUZ11 par un IRFZ34N et ECC88 par un ECC83. Dans ce cas, n'oubliez pas de diminuer la tension d'anode (155 V). L'ECC83 demande une tension de chauffage de  $2 \times 6,3$  V et il n'y a pas d'écran entre les deux triodes, broche 9, normalement. Cette broche est alors reliée à la prise médiane des deux fils de chauffage. La tension de



chauffage est mise à la masse par l'intermédiaire de R5.

Si vous misez tant soit peu sur la qualité, choisissez au moins des condensateurs MKT pour les condensateurs de couplage C1, C4 et C7. Des condensa-

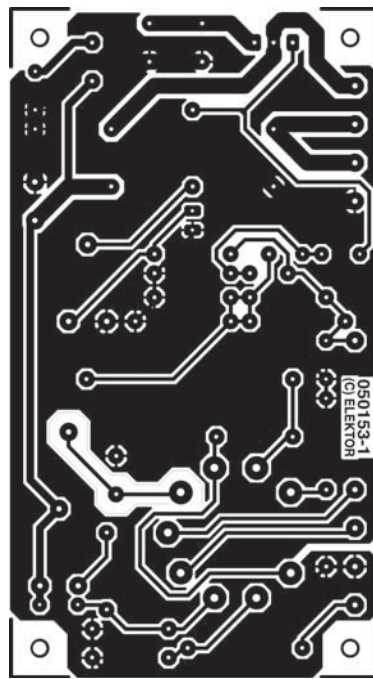
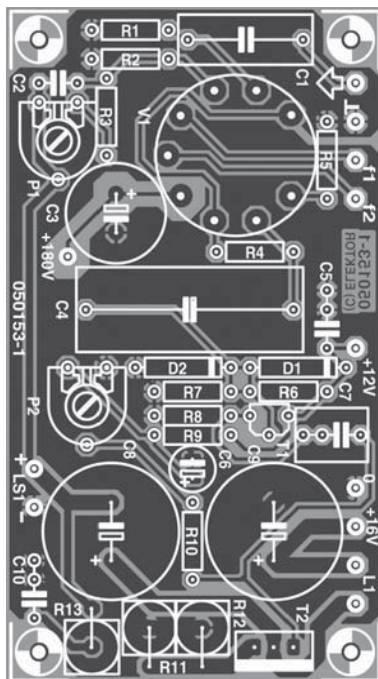




Pour L1, nous avons mis en série deux enroulements secondaires d'un transformateur torique 2 × 18 V/225 VA. La bobine fait un peu plus que les 50 mH et, pour tout dire, environ 150 mH. A 1 W de puissance de sortie, l'amplificateur a quelques problèmes avec les signaux de moins de 160 Hz. La déformation atteint même 9% à 20 Hz pour 100 mW. Il est nécessaire, pour restituer proprement les fréquences les plus basses, d'équiper l'amplificateur d'une bobine considérablement plus grande à noyau de fer et entrefer. On évite ainsi la saturation de la bobine par le courant continu qui la traverse.

## Liste des composants

<b>Résistances</b>	<b>Condensateurs</b>	<b>Selfs</b>
R1 = 1 M $\Omega$	C1 = 100 nF/250 V MKT au pas de 15 mm, dim. 7x18 mm max.	L1 = 50 mH n'est pas placée sur la platine, cf. texte
R2, R4 = 180 $\Omega$	C2 = 220 pF	<b>Semi-conducteurs</b>
R3 = 2k $\Omega$	C3 = 10 $\mu$ F/400 V radial au pas de 5 mm $\varnothing$ 13 mm max.	D1, D2 = 1N4001
R5 = 1 k $\Omega$	C4 = 2 $\mu$ F/250 V au pas de 27,5 mm, dim. 11x30 mm max.	T1 = BC337
R6, R7 = 100 k $\Omega$	C5, C10 = 100 nF	T2 = BUZ11 (IRFZ34N)
R8, R9 = 4k $\Omega$	C6 = 100 $\mu$ F/25 V radial	<b>Divers</b>
R10 = 47 k $\Omega$	C7 = 2 $\mu$ F/25 V au pas de 5/7,5 mm	V1 = ECC88 (Schuricht art. nr. 620186) + support Noval (par ex. Conrad RFA120529)
R11 à R13 = 1 $\Omega$ 5 / 5 W	C8, C9 = 4700 $\mu$ F/25 V radial au pas de 7,5 mm $\varnothing$ 18 mm max.	Radiateur pour T2, 1 K/W
P1, P2 = ajustable 4k $\Omega$ 7		Platine 050153-1***



en matière. C'est d'ailleurs la raison pour laquelle nous avons prévu une alimentation spéciale pour cet amplificateur (quadruple alimentation pour amplificateur hybride). Elle peut, naturellement, en alimenter d'autres.

L'alimentation délivre avec V1, par l'intermédiaire d'une cascade, une tension stabilisée de 170 V pour l'étage SRPP. Lors des premières mesures, l'ondulation de cette tension donnait à la sortie de l'amplificateur un ronflement de sonneur. Nous avons donc conçu un régulateur de tension

Vous trouverez un noyau de cette sorte dans un appareil de récupération, un vieux magnétoscope, par exemple. Le noyau sert à composer des paquets E et I accolés. Vous pouvez démonter ces transformateurs jusqu'à la bobine désirée (sachiez, débobinez et rebobinez 250 à 300 spires de fil vernis de 0,8 mm ; fixez les paquets E et I étroitement serrés et isolés les uns des autres par une feuille de papier).

L'idée à la base de ce montage vous donnera certainement matière à expérimenter. Les tensions d'alimentation peuvent déjà vous fournir une entrée

séparé (voir le stabilisateur haute tension protégé en court-circuit) auquel cette tension élevée ne pose pas problème.

Vous pourrez vérifier, en utilisant un transformateur de courant de chauffage séparé, si vous pouvez vous passer ou non de R5. Pour nos essais, nous avons chauffé avec une tension continue.

Contrairement à ce que laissent supposer les mesures de laboratoire (voir le tableau), ce petit amplificateur donne joliment de la voix. Il peut même rivaliser avec beaucoup d'amplificateurs du



## 199 Télécommande Easy Home

MAISON

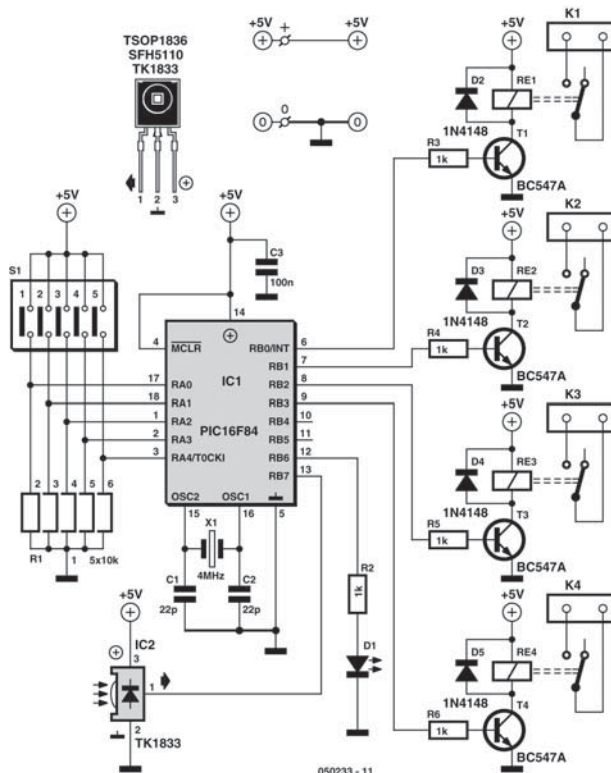
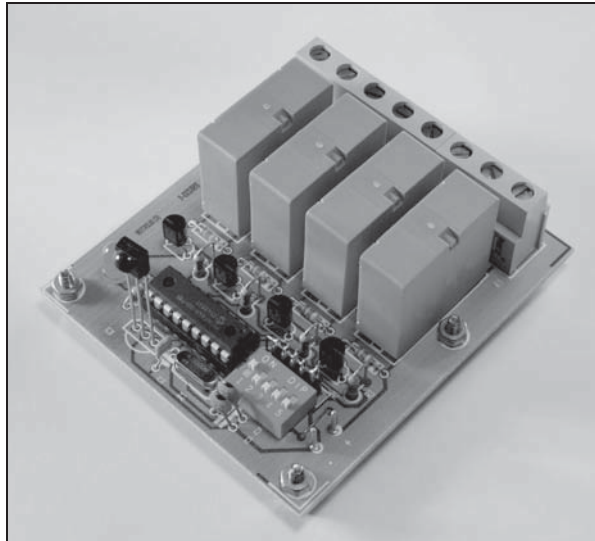
Une situation qui peut arriver à tout le monde. Vous vous trouvez confortablement installé dans votre fauteuil en train de regarder la télé et voici qu'il vous faut vous lever pour aller allumer ou éteindre la lumière ou encore tirer les rideaux. Aujourd'hui, nombre de salons possèdent un double (sous une forme ou une autre) éclairage de plafond, un éclairage d'ambiance et une commande électrique des fenêtres et/ou des rideaux. L'idée est de commander ces différents dispositifs à l'aide de la télécommande TV.

Cette électronique, conçue pour vous permettre un maximum de nonchalance devant votre téléviseur, « repose » sur un PIC16F84. Le choix de ce composant tient principalement à la taille de son EEPROM interne nécessaire pour le stockage des codes infrarouges (IR) programmables par l'utilisateur. Nous faisons appel, pour la commande de systèmes tels que ceux évoqués plus haut, à quatre relais travaillant de concert avec des interrupteurs pour lampes dans une configuration bistable.

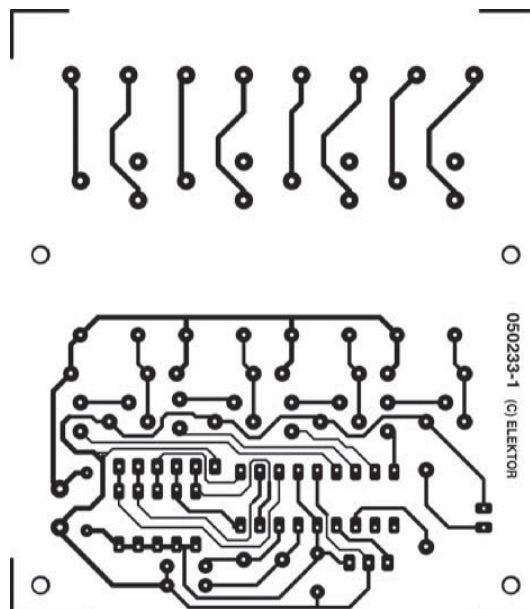
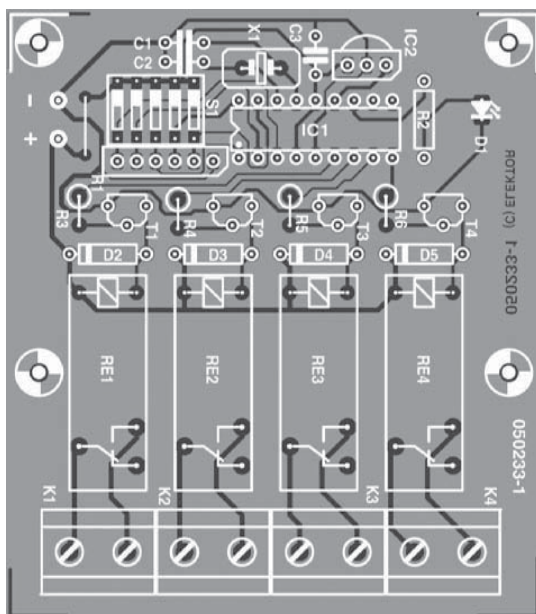
Si nous jetons un coup d'œil au schéma nous voyons le bloc d'interrupteurs DIP et son réseau de résistance qui attaquent le port A du microcontrôleur, ceci en vue de la programmation des codes IR et pour le choix du mode de fonctionnement pour toutes les sorties (nous y reviendrons). Le capteur IR est lui relié à la ligne de port RB7 du PIC.

Le quartet (*nibble*, ensemble de 4 bits) de poids faible attaquant le port B sert à la commande, par le biais de résistances de 1 k $\Omega$  et de transistors de type BC547, des relais de sortie. Il sert également au pilotage de l'indicateur multifonction que constitue la LED D1 prise sur la ligne de port RB6.

Le quartz X1 entouré par les condensateurs C1 et C2 fournit le signal d'horloge nécessaire au microcontrôleur, un troi-







### Liste des composants

#### Résistances

R1 = réseau SIL de  $5 \times 10 \text{ k}\Omega$

R2 à R6 =  $1 \text{ k}\Omega$

#### Condensateurs

C1, C2 =  $22 \text{ pF}$

C3 =  $100 \text{ nF}$

#### Semi-conducteurs

D1 = LED faible courant

D2 à D5 = 1N4148

IC2 = module récepteur IR, tel que par ex.  
TSOP1836, SFH5110 ou TK1833

T1 à T4 = BC547

#### Divers

X1 = quartz  $4 \text{ MHz}$

IC1 = PIC16F84 programmé (EPS 050233-41)

Platine EPS 050233-1\*\*\*

RE1 à RE4 = relais encartable  
bobine  $5 \text{ V}/140 \text{ mA}$

sième condensateur, C3, servant à garder la tension d'alimentation la plus propre possible.

L'alimentation du circuit se fait par une tension régulée de  $5 \text{ V}$  à un courant suffisant pour la commande des 4 bobines de relais ( $140 \text{ mA}$  par relais environ) auxquels s'ajoutent les quelques milliampères consommés par le microcontrôleur, le capteur IR et la LED.

Le montage a été conçu pour répondre aux commandes IR codées selon les normes du protocole RC5 de Philips. Ce protocole comporte une trame de 14 bits. Les deux premiers bits, toujours forcés « 1 », servent à définir le début d'une trame. Le 3<sup>e</sup> bit est le bit d'activation qui signale une action répétitive sur une touche. Les cinq bits qui suivent servent à identifier le système auquel est adressé le message. Les six derniers bits représentent l'instruction envoyée.

À noter qu'en « langage » RC5, un « 1 » logique prend la forme d'une transition de  $0 \text{ V}$  à  $V_{CC}$ , un « 0 » logique étant la transition inverse, de  $V_{CC}$  à  $0 \text{ V}$ . La durée d'un bit est de  $1,7778 \text{ ms}$ . Nous avons, dans Elektor, publié différentes réalisations utilisant le code RC5. Le programme écrit pour ce projet est stocké dans le microcontrôleur PIC. Il permet de sauvegarder un maximum de quatre codes RC5 différents, ces codes pouvant alors commander les quatre sorties. Prenons un exemple : supposons que votre télécommande TV soit en mesure de commander 5 systèmes : le téléviseur (par défaut), le magnétoscope (VCR), le lecteur de DVD (DVD), l'ampli de votre chaîne audio (AMP) et le récepteur satellite (SAT). Si vous n'avez pas, par exemple, de magnétoscope, les codes IR correspondants sont à votre disposition pour la Télécommande Easy Home. Si votre télécommande



Tableau 1. Mode de programmation

Inter DIP (S1) ON	Inter DIP (S1) OFF	Paramétrage code pour
#1	#2, #3, #4	relais 1
#2	#1, #3, #4	relais 2
#3	#1, #2, #4	relais 3
#4	#1, #2, #4	relais 4
#1, #2	#3, #4	tous les relais OFF

Note : la LED clignote 1 s après paramétrage du code.

n'est pas compatible avec les codes RC5, vous pouvez envisager d'acheter une télécommande universelle que l'on trouve actuellement à des prix défiant toute concurrence.

Pour éviter que les relais ne changent d'état suite à une interruption de la tension secteur, les états des relais sont sauvegardés dans l'EEPROM du microcontrôleur d'où ils sont relus lors de chaque réinitialisation du PIC.

L'activation des rideaux électriques diffère de celle des lampes sachant qu'elle requiert l'émission d'une impulsion brève vers les relais.

En vue de rendre la télécommande domestique la plus universelle possible, il est possible de commander tous les relais (le paramétrage se faisant par les interrupteurs DIP) dans l'un des deux modes suivants :

- ♦ basculement entre les positions marche (ON) et arrêt (OFF) avec mise en mémoire pour les éclairages ;
- ♦ basculement entre les positions marche (ON) et arrêt (OFF) avec mise en mémoire pour les éclairages ;
- émission d'une impulsion pour d'autres systèmes tels que des rideaux électriques.

Si les économies d'énergie vous tiennent à cœur il est également possible de programmer un code IR de manière à ce qu'il mette tous les relais sur Arrêt (et vous économise  $5\text{ V} \times 140\text{ mA} = 0,7\text{ W}$  ! par relais).

Voici comment configurer la Télécommande Easy Home.

1. Mettez le circuit sous tension en ayant positionné tous les interrupteurs DIP sur OFF.
2. Basculez l'inter #5 (celui relié à la ligne

Tableau 2. Mode de service

Inter DIP (S1)	OFF = Mode Bascule	ON = Mode Impulsion
#1	basculer relais 1	impulsion de 1 s sur relais 1
#2	basculer relais 2	impulsion de 1 s sur relais 2
#3	basculer relais 3	impulsion de 1 s sur relais 3
#4	basculer relais 4	impulsion de 1 s sur relais 4

Notes : la LED clignote 1 s après toute action au niveau des relais. Un clignotement rapide de la LED signifie une mauvaise réception du code RC5 ou réception correcte du code mais sans action associée.

RA4/TOCK1) sur ON pour passer en mode de programmation. En vous aidant du **tableau 1**, mettez les autres interrupteurs dans les positions requises pour sauvegarder en EEPROM les codes IR souhaités.

3. Mettez l'inter #5 en position OFF. En vous aidant du **tableau 2**, configurez les autres interrupteurs de manière à choisir le mode de relais souhaité. Lorsque l'on se trouve en mode de service, une LED D1 clignotant rapidement indique la réception de codes IR sans fonction associée. Un clignotement à 1 Hz (une fois par seconde) indique la réception de code IR programmé et exécution de l'action correspondante. En mode de programmation un clignotement à 1 Hz signifie que le code IR a été enregistré dans l'EEPROM du microcontrôleur.

Le fichier du code assembleur du PIC utilisé ici est disponible au téléchargement gratuit depuis notre site Internet, sous la dénomination de

[EPS050233-11.zip](#).

Vous pourrez le trouver dans la rubrique Magazine → 2006 → Juillet/Août).

- ⚠ Attention : les contacts des vis des borniers K1 à K4 et certaines pistes de la platine allant vers les relais peuvent véhiculer la tension du secteur. Il faudra donc respecter impérativement les règles de sécurité électrique lors de la réalisation de ce montage.

(050233-1)

Carlos Ferreira

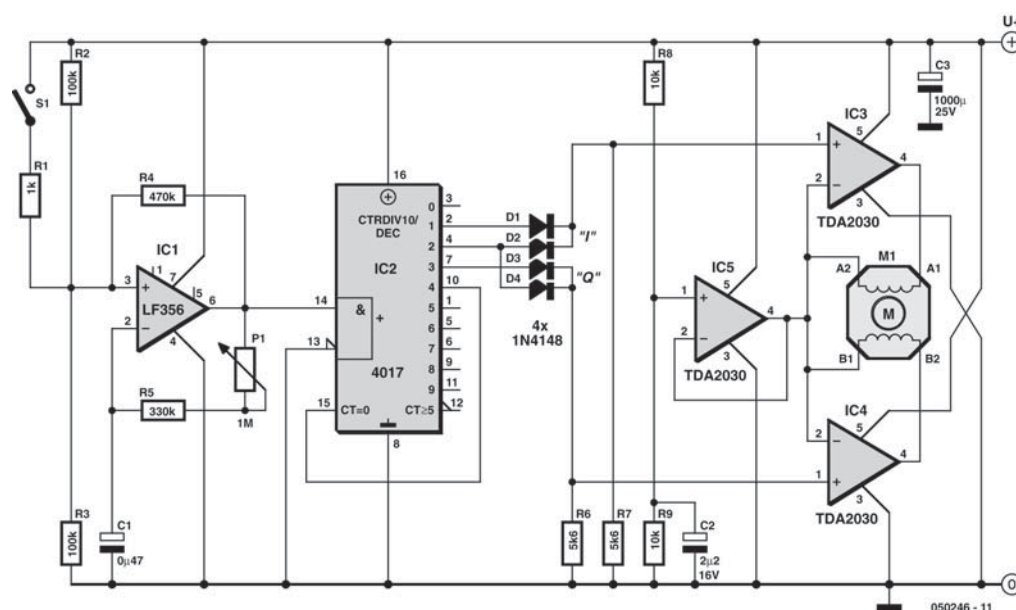
## 200 Commande de moteur pas à pas

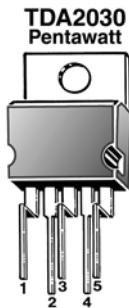
JEUX &amp; MODÉLISME

Il existe toutes sortes de modèles de moteurs pas à pas ; ils se différencient également par leurs dimensions et leurs tensions de service. L'intérêt de cette commande universelle est qu'elle convient pour une large plage de tensions d'alimentation allant de quelque 5 V à de l'ordre de 18 V. Elle se caractérise par le fait qu'elle attaque le moteur à une valeur de tension de crête égale à la moitié de la tension d'alimentation. Les moteurs pas à pas prévus pour travailler entre 2,5 et 9 V ne présentent donc pas de problème. Le montage est, en outre, capable de fournir des courants de moteur allant jusqu'à 3,5 A, ce qui permet d'envisager de piloter des moteurs de taille plus importante. De plus, l'électronique est protégée contre les courts-circuits et dotée d'une protection thermique (au cas où la température augmenterait trop). On a besoin, pour la commande d'un moteur pas à pas, de deux signaux. D'un aspect logique, ces signaux forment ce que l'on appelle un « code de Grey », ce qui signifie qu'il s'agit de deux signaux rectangulaires de fréquence identique mais déphasés de 90°. IC1 fournit un signal rectangulaire dont la fréquence est ajustable par le biais du potentiomètre P1.

Cette fréquence détermine le régime du moteur pas à pas. La génération du « code de Grey » est

l'affaire d'un compteur décimal du type 4017. Au rythme des flancs montant du signal d'horloge appliqué à son entrée, ce compteur fait passer successivement chacune de ses sorties Q0 à Q9 au niveau haut. Grâce à deux portes OU (OR) prenant chacune la forme de deux diodes et d'une résistance, il est possible de générer le « code de Grey » c'est-à-dire une sortie I et une sortie Q. I signifie en phase (*In Phase*), le Q venant de Quadrature ce qui indique un déphasage de 90° par rapport à I. Il est courant, d'attaquer chacune des bobines d'un moteur pas à pas à l'aide d'une paire de circuits push-pull disposés d'une manière typique dite « pont en H ». Il est possible ainsi d'inverser la polarité du courant traversant chacune des bobines, possibilité nécessaire au bon fonctionnement d'un moteur bipolaire (bobine sans prise intermédiaire), alors qu'un moteur unipolaire (bobine à prise intermédiaire) peut lui être attaqué comme doit l'être un moteur unipolaire. Au lieu d'utiliser ce type de circuit push-pull nous avons opté, pour aussi bizarre que cela puisse paraître, pour une solution à base de circuits intégrés qui sont en fait des amplificateurs audio, à savoir des TDA2030. D'un point de vue fonctionnel, ce TDA2030 est en fait une sorte d'amplificateur opérationnel de puissance. Il comporte un amplificateur différentiel à l'entrée et





un circuit de commande (*driver*) push-pull en sortie. Tant IC3 que IC4 et IC5 sont de ce type (au prix très abordable). Les deux premiers sont montés en comparateur. Les entrées non-inverseuses sont attaquées par les signaux I et Q évoqués en début d'article, les entrées inverseuses étant elles forcées à la moitié de la tension d'alimentation. Cette moitié de la tension

d'alimentation est fournie par un troisième TDA2030. Les sorties de IC3 et IC4 suivent par conséquent leurs entrées non-inverseuses et commandent chacun une bobine de moteur. À leur autre extrémité, ces bobines sont à leur tour reliées à la moitié de la tension d'alimentation, référence fournie par IC5. Comme, sur chaque bobine, l'une de ses extrémités se voit appliquer une tension rectangulaire qui évolue entre 0 V et pas loin de la totalité de la tension d'alimentation et l'autre la moitié de la tension d'alimentation on trouve, à tout instant, sur chacune des bobines la moitié de la tension d'alimentation, cette tension ne cessant cependant de changer de polarité en fonction des signaux I et Q. C'est exactement ce qu'il faut pour la commande de moteurs pas à pas bipolaires. Le potentiomètre P1 permet de jouer sur le régime, mais la vitesse de rotation du moteur variera d'un type de moteur à l'autre, ceci en fonction du nombre de pas effectués par tour. Le moteur utilisé sur notre prototype faisait de l'ordre de 9° par pas, de sorte que le régime pouvait être réglé pour qu'un tour complet prenne entre 2 et 10 s. Il est en principe possible, par modification de la valeur de C1, d'obtenir n'importe quelle vitesse de rotation, si tant est que le moteur

puisse l'adopter. Une diminution de la valeur de la résistance R5 permet d'accroître la plage de réglage de P1. La plage de réglage répond à la formule :  $1 \text{ sur } (1000+R5)/R5$ , R5 étant exprimée en kΩ. Il peut arriver, lors de la coupure d'un moteur pas à pas, par suppression de la tension d'alimentation, que le moteur poursuive sa rotation un court instant, mouvement dû soit à l'inertie du moteur ou à la charge mécanique (effet de volant d'inertie). Il peut également arriver, lors de l'application de la tension d'alimentation que l'état du moteur et des signaux I et Q soient en contradiction. Cela peut se traduire par l'impossibilité pour le moteur de prendre son régime de croisière et qu'il réagisse alors en faisant un pas dans le mauvais sens avant de se mettre à tourner dans la bonne direction. C'est pour éliminer les effets évoqués tout juste que nous avons prévu l'interrupteur optionnel S1 épaulé par une résistance de 1 kΩ qui pourra être utilisé pour démarrer ou arrêter le moteur. La fermeture de S1 interrompt le signal d'horloge, IC1 conservant son code de sortie de l'instant, de sorte que les courants permanents qui s'établissent alors « verrouillent » le rotor magnétiquement. Les circuits intégrés du type TDA2030 comportent une protection thermique interne qui limite automatiquement le courant de sortie lorsque le circuit intégré chauffe trop. Il est recommandé pour cela, lorsque l'on travaille avec des types de moteurs pas à pas d'une certaine puissance, de fixer IC3, IC4 et IC5 sur un radiateur (commun). Leur boîtier TO220 est relié à la tension d'alimentation négative de sorte qu'il est possible de les visser sur le même radiateur sans prévoir de matériel d'isolation.

(050246-1)

Gert Baars

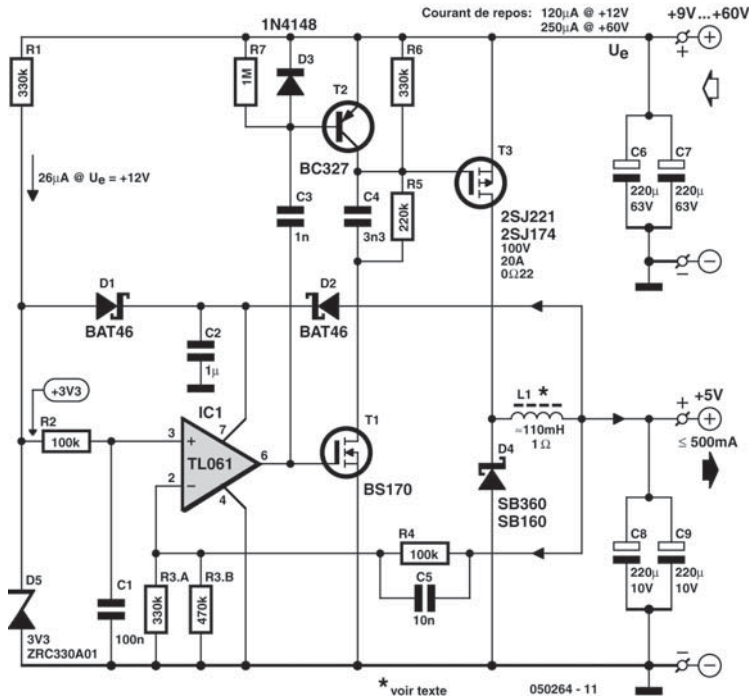
## 201 Convertisseur-abaisseur « avare »

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

L'auteur se trouva confronté à un problème, à savoir alimenter des appareils fonctionnant en 5 V à partir d'une batterie 24 V rechargée par panneau photovoltaïque solaire. Comme, tout le monde le sait, le courant fourni par des installations solaires est relativement coûteux, il fallait que le convertisseur-abaisseur de 24 vers 5 V entraîne le moins de pertes possible. Ce cahier des charges lui fit adopter un convertisseur-abaisseur à découpage pouvant fournir un courant de sortie allant jusqu'à

500 mA et ce sur une plage de tensions d'entrée très large puisque allant de 9 à 60 V ! Étonnamment, le rendement restait, même dans le cas d'une charge de 1 mA seulement, supérieur à celui d'un régulateur-série. Il faut ajouter qu'en outre, la consommation de courant au repos est, avec 200 mA seulement, extrêmement faible.

Il va sans dire que l'on n'arrive pas à de tels chiffres si l'on rogne à tous les postes. C'est au niveau des



semi-conducteurs en particulier qu'il faut veiller aux pertes les plus faibles possible, c'est-à-dire par le choix de résistances de drain-source et de chutes de tension faibles.

Venons-en à l'électronique : après mise sous tension on a sur R2 la tension de référence. 3 V environ de cette tension arrivent, par le biais de D1, à l'entrée de tension d'alimentation de IC1 (broche 7) pour servir de tension auxiliaire au démarrage. Dès que le circuit oscille de façon stable, ce circuit intégré s'alimente, au travers de D2, à partir de la tension de sortie de 5 V. D1 bloque alors, ce qui aide à diminuer la consommation de courant. Lors de la mise sous tension la tension présente à la broche 2 est inférieure à la tension de référence ce qui entraîne le passage au niveau haut de la sortie de l'ampli op (broche 6) et la commande du transistor T1.

Ce FETMOS de petite puissance entre en conduction, rendant à son tour, par le biais du montage en parallèle de R5 et C4, le transistor T3 passant, le condensateur C3 accélérant cette commutation. Si la tension de sortie dépasse sa valeur de consigne, la sortie de IC1 repasse au niveau bas. La commutation de T3 est, cette fois, accélérée par T2. Le flanc descendant de la sortie de l'ampli op entraîne, au

travers de C3, la mise en conduction de T2 qui court-circuite la charge de grille de T3 permettant ainsi un blocage rapide du FET.

Le circuit ne travaille pas à une fréquence fixe, mais à une fréquence variant en fonction de la charge. Au repos, elle oscille à un gentil 40 Hz, alors qu'en cas de charge maximale de 500 mA, la fréquence de découpage grimpe à de l'ordre de 5 kHz. Ceci explique que l'on ait besoin d'une self de stockage ayant une inductance relativement élevée de 100 mH.

Il est préférable de bobiner soi-même cette self en veillant à utiliser le matériau de noyau ayant la valeur  $A_L$  la plus élevée possible de manière à obtenir une résistance ohmique faible et un bon rendement. Les selfs de 100 mH du commerce ont souvent une résistance interne dépassant 1  $\Omega$ , de sorte que l'utilisation d'une telle self n'a de sens que dans le cas de courants de charge ne dépassant pas 100 mA.

Le dimensionnement du diviseur de tension R4/R3 permet une large plage de paramétrage de la tension de sortie. Il faut cependant veiller à ce que la tension d'entrée soit supérieure d'au moins 1 V par rapport à la tension souhaitée en sortie. La tension de sortie minimum est de l'ordre de 4 V environ, sachant

qu'en-deça de cette valeur, la tension d'alimentation de IC1 devient trop faible.

Le meilleur rendement de quelque 90% est obtenu à des tensions d'entrée comprises entre 9 et 15 V environ et à des courants d'au moins 5 mA. Même à une tension d'entrée de 30 V on arrive à un rendement de près de 80%. Il est possible, pour des tensions d'entrée moindres, d'optimiser encore l'efficacité du convertisseur en prenant pour D4 une

diode ayant une tension de service plus faible. Ce type de diode possède des tensions directes légèrement plus faibles ce qui améliore le rendement aux courants plus importants. On pourra, pour les tensions d'entrée plus élevées, augmenter en conséquence la valeur de la résistance R1, ce qui se traduit par une diminution de la consommation de courant au repos.

(050264-1)

Michel Franke

## 202 Chargeur d'accus CdNi polyvalent

ALIMENTATIONS & CHARGEURS

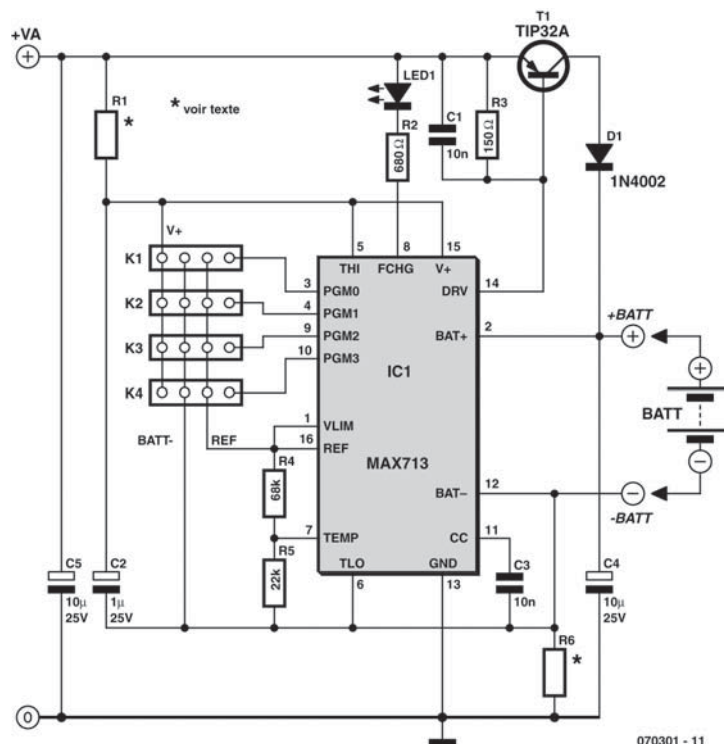
Sauf s'il est suffisamment frugal au point de se contenter de simples piles sans vous ruiner, ou bien s'il s'agit d'un robot écolo qui s'alimente grâce à des panneaux solaires, votre robot fait certainement appel à des batteries pour assurer son alimentation en énergie.

Bien que de nombreux chargeurs soient aujourd'hui disponibles sur le marché, ils ne sont pas toujours adaptés aux besoins, en termes de types et de nombre de batteries qu'ils sont capables de traiter. En outre, certains d'entre eux sont assez peu respec-

tueux des batteries qui leur sont confiées ce qui peut sérieusement abréger leur durée de vie.

Cet article vous propose donc de réaliser votre chargeur sur mesure, grâce à un circuit déjà ancien mais toujours d'actualité : le MAX713 de Maxim. Et, comme tous les robots sont différents, nous n'allons pas vous proposer un schéma complètement terminé mais au contraire vous expliquer comment adapter certains de ses éléments aux caractéristiques des batteries que vous aurez à recharger.

Le schéma de base d'utilisation du MAX713 vous





**Tableau 1. Programmation du temps de charge grâce à PGM2 et PGM3.**

Temps de charge maximum (mn)	PGM3	PGM2
22	V+	REF
33	V+	BAT–
45	Non connecté	REF
66	Non connecté	BAT–
90	REF	REF
132	REF	BAT–
180	BAT–	REF
264	BAT–	BAT–

est présenté sur la figure ci-jointe mais, comme vous pouvez le constater, un certain nombre d'éléments n'ont pas de valeurs indiquées. De plus, divers straps de configuration sont présents. Il faut savoir en effet que, par le biais de ces différents éléments, le MAX713 permet de charger de 1 à 16 cellules (une cellule est en fait un élément de base 1,2 V), de définir le courant de charge, de définir le courant de maintien en fin de charge et enfin de sélectionner le mode de détection de fin de charge. Pour ce qui est de ce dernier, et afin d'être compatible de toutes les batteries que vous serez susceptibles d'utiliser sur votre robot, nous avons éliminé le mode par détection de température qui nécessite une sonde thermique (CTN ou équivalent) au sein de la batterie. Les résistances R4 et R5 ainsi que la liaison à demeure des entrées THI et TLO programment donc le MAX713 en mode détection de variation de tension en fin de charge.

Nous allons donc voir maintenant comment déterminer les autres éléments qui restent à votre disposition afin que vous puissiez réaliser un chargeur parfaitement adapté à vos besoins. Notez dès à présent que, pour ce qui est des straps de configuration, vous pourrez établir les liaisons à demeure sur le circuit imprimé que vous dessinerez pour votre chargeur, ou bien les relier à des commutateurs à plusieurs positions pour réaliser un chargeur polyvalent.

Il faut tout d'abord décider du courant de charge de vos batteries dont on appellera C la capacité exprimée en ampère.heure et  $I_{\text{fast}}$  ce courant. Il se calcule grâce à la relation :  $I_{\text{fast}} = C/T$  où T est le temps de charge désiré exprimé en heures. Attention ! Le MAX713 ne gère pas les temps supérieurs à quatre heures. En outre, veillez à ne pas choisir un courant

**Tableau 2. Programmation du nombre de cellules grâce à PGM0 et PGM1.**

Nombre de cellules	PGM1	PGM0
1	V+	V+
2	Non connecté	V+
3	REF	V+
4	BAT–	V+
5	V+	Non connecté
6	Non connecté	Non connecté
7	REF	Non connecté
8	BAT–	Non connecté
9	V+	REF
10	Non connecté	REF
11	REF	REF
12	BAT–	REF
13	V+	BAT–
14	Non connecté	BAT–
15	REF	BAT–
16	BAT–	BAT–

$I_{\text{fast}}$  supérieur à 4.C car c'est actuellement le courant maximum admis lors d'une charge rapide par des batteries CdNi et NiMH. Si vous pouvez choisir un courant plus faible, cela ne sera que mieux et prolongera leur durée de vie. Programmez ce temps en câblant les pattes PGM2 et PGM3 du MAX713 conformément au **tableau 1**.

Choisissez ensuite le nombre de cellules à charger simultanément. Pour des batteries monoblocs, ce nombre s'obtient en divisant la tension nominale de la batterie par 1,2 V. Ainsi, une batterie de 9,6 V comporte huit cellules. Si ce nombre est égal ou supérieur à 11, le schéma proposé n'est pas utilisable tel quel et il est alors préférable de charger vos batteries en deux fois. Programmez ce nombre en câblant les pattes PGM0 et PGM1 du MAX713 conformément au **tableau 2**.

Choisissez alors l'alimentation continue non stabilisée de notre chargeur (VA sur la figure) de façon à ce qu'elle soit supérieure d'au moins 1,5 V à la tension maximum de la batterie à charger. Si votre batterie comporte quatre cellules ou moins, cette règle n'est plus valable car l'alimentation du MAX713 ne doit pas être inférieure à 6 V.

Déterminez alors la puissance maximum dissipée par T1 en appliquant la relation suivante :

$$P_D = (V_A - V_{\text{BAT-}}) \times I_{\text{fast}}$$

où  $V_{BAT-}$  est la tension minimum de la batterie à recharger. Choisissez T1 en conséquence et munissez-le, si nécessaire, d'un radiateur approprié.

Déterminez alors la valeur de la résistance R1 pour que le courant absorbé par le MAX713 soit compris entre 5 et 20 mA en utilisant la relation :

$$R1 = (V_A - 5) / I \text{ où } I \text{ est compris entre 5 et 20 mA.}$$

Enfin, déterminez la valeur de la résistance R6 en utilisant la relation :  $R6 = 0,25/I_{fast}$  et sa puissance en utilisant la relation  $PR6 = 0,50 \times I_{fast}$  (la théorie indique en fait  $0,25 \times I_{fast}$  mais il est souhaitable de prendre un facteur de sécurité de 2, d'où cette relation).

Votre chargeur est alors opérationnel et son utilisation est fort simple mais, en raison des automates contenus dans le MAX713, il est impératif de réaliser les connexions au niveau de PGM0 à PGM3 avant de mettre le montage sous tension sinon elles ne peuvent pas être prises en compte correctement. Cela ne pose pas de problème pour un montage câblé à demeure mais, si votre chargeur comporte des commutateurs de configuration à ce niveau, il faut nécessairement faire une séquence d'arrêt suivie d'une remise sous tension pour valider toute modification de configuration réalisée par manœuvre de ces commutateurs.

La LED s'allume lorsque le chargeur est en mode charge rapide (courant  $I_{fast}$  déterminé ci-dessus). Elle s'éteint lorsque la charge rapide est terminée et que le chargeur passe en mode charge d'entretien. Le courant généré dans ce mode est suffisamment faible pour que la batterie puisse être laissée à demeure connectée au chargeur si nécessaire.

Afin que notre exposé soit sans ambiguïté, voici à titre d'exemple le calcul d'un tel chargeur pour un pack de quatre batteries NiMH de 1,2 V et de 1800 mA.h de capacité que nous souhaitons charger en deux heures.

- ♦ Calcul de  $I_{fast}$  :  $I_{fast} = C/T$ , soit 1,8/2 soit encore 0,9 A ou 900 mA.
- ♦ Connexion de PGM2 et PGM3 : PGM2 reliée à BAT- et PGM3 reliée à REF puisque nous souhaitons un temps de charge de 2 h, soit 120 mn (nous aurons en fait 132 mn au maximum).
- ♦ Connexion de PGM0 et PGM1 : PGM0 à V+ et PGM1 à BAT- puisque notre batterie comporte quatre cellules.
- ♦ Détermination de  $V_A$  :  $V_A = 6,3$  V au minimum. On choisira 9 V afin de s'affranchir des variations éventuelles du secteur.
- ♦ Puissance dissipée par T1 :  $PD = (9 - 4) \times 0,9$ , soit 4,5 W. On choisira par exemple un TIP32A qui nous donnera une marge de sécurité excellente ( $P_{Dmax} = 40$  W).
- \* Nous avons estimé que la tension des batteries complètement déchargées était de 4 V.
- ♦ Calcul de R1 :  $R1 = (9 - 5)/0,01^{**}$ , soit 400  $\Omega$ . On prendra la valeur normalisée la plus proche soit 390  $\Omega$ .
- \*\* Nous avons choisi un courant de 10 mA.
- ♦ Calcul de R6 :  $R6 = 0,25/0,9$ , soit 0,27  $\Omega$ .
- ♦ Calcul de la puissance de R6 :  $PR6 = 0,5 \times 0,9 = 0,45$  W. Un modèle 1/2 W convient donc bien.

Comme vous pouvez le constater, il nous a fallu moins de cinq minutes pour réaliser un chargeur parfaitement adapté à nos batteries. À vous de jouer...

#### Lien Internet

Fiche de caractéristiques du MAX713  
[www.maxim-ic.com/quick\\_view2.cfm/qv\\_pk/1666](http://www.maxim-ic.com/quick_view2.cfm/qv_pk/1666)

(070301-I)

C. Tavernier

## 203 Neurostimulation sous-cutanée électrique

DIVERS

Un appareil utilisé pour TENS (*Transcutaneous Electrical Nerve Stimulation* = neurostimulation sous-cutanée électrique) n'est en fait, pour le profane, rien d'autre qu'un appareil d'électrostimulation. L'auteur s'est vu prescrire le prêt d'un tel instrument par son orthopédiste. L'appareil comportait un nombre impressionnant de programmes dont il ne fallait utiliser qu'un seul. La mesure du signal de sortie obtenu dans le pro-

gramme en question montra qu'il s'agissait d'oscillations atténuées ayant une fréquence de l'ordre de 2,5 kHz se répétant à une fréquence de 100 Hz environ. Il ne devait pas être difficile à un électronicien d'arriver à reproduire un tel fonctionnement !

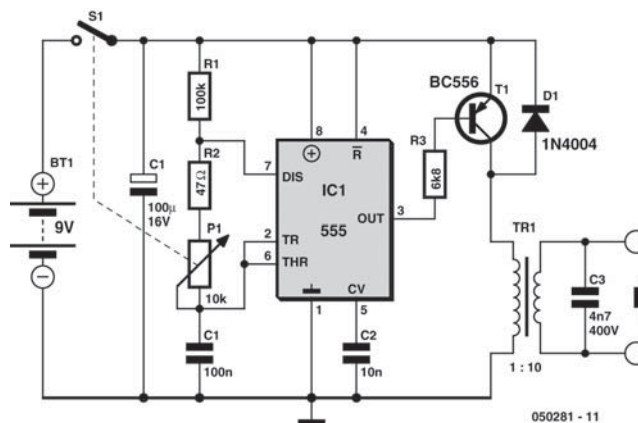
Le circuit simple à base de temporisateur du type 555 (dans sa version CMOS) génère de courtes impulsions qui sont appliquées à un transformateur

miniature de rapport 1:10. Associé à un condensateur de 4,7 nF, le transformateur constitue un réseau de résonance parallèle qui, par résonance, relève la tension de sortie de façon très sensible.

Un potentiomètre couplé ici à l'interrupteur marche/arrêt permet de jouer sur la largeur des impulsions. Plus les impulsions sont larges plus le niveau de la tension de sortie est élevé. Sachant que l'on atteint une tension de crête de l'ordre de 200 V, il faut que le transformateur utilisé respecte certaines normes d'isolation (un 516269-62 de Conrad RFA par exemple). En sortie, une embase Cinch bon marché assure un bon contact avec le câble des électrodes.

On peut trouver les électrodes adhésives visibles sur la photo (il en existe des version à utilisation unique et longue durée) en pharmacie et dans les magasins de matériels médicaux bien achalandés. Elles sont le plus souvent dotées de couplages qui permettent de les brancher sur un appareil à embases de 2 mm, ce qui signifie qu'il vous faudra probablement réaliser votre propre câble d'interconnexion.

Il n'est pas nécessaire, pour le traitement de parties du corps facilement accessibles (bras), d'ouvrir beaucoup le potentiomètre avant de sentir les pico-

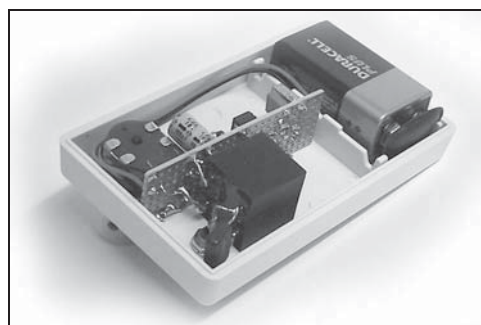
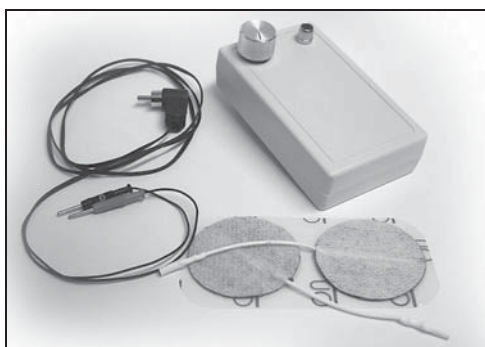


tements caractéristiques. Les parties du corps moins sensibles (genoux, jambes) requièrent un niveau de tension sensiblement plus important et c'est-à-dire une position plus « ouverte » du potentiomètre avant de réagir.

Si vous souhaitez réaliser un appareil TENS doté de plusieurs programmes (pilotés par microcontrôleur), nous vous renvoyons à la page [www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=28&year=2000&month=4&art=61185](http://www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=28&year=2000&month=4&art=61185) du site Elektor qui propose à cet endroit un stimulateur musculaire électronique.

(050281-1)

Klaus Rohwer



## 204 Protection pour pompe de puits

MAISON

Une protection pour pompe a pour fonction, comme le suggère son nom, d'empêcher une pompe de fonctionner en continu, précaution qui permet de faire face à un certain nombre de problèmes impré-

vus et évite qu'elle ne soit endommagée au cas où elle se trouverait confrontée à une telle situation.

Cette protection pour pompe de puits s'installe sur un équipement composé d'une pompe à eau

commandée par un contacteur, ce contacteur commandé lui-même par un préostat. Ce préostat entre en fonction lorsque le ballon d'eau est vide, en cas de baisse de pression.

Le principe de fonctionnement est basé sur le fait qu'un ballon de réserve d'eau de 200 litres se remplit nécessairement en moins de 5 mn même si une douche ou un bain le sollicite.

De ce fait, si le ballon n'est pas plein dans cet intervalle de 5 mn, cela signifie qu'il y a un défaut en ce qui concerne l'alimentation en eau (le puits est à sec, problème de fuite au niveau du ballon, des tuyaux d'arrivée d'eau, voire fuite au départ ou même coupure de canalisation).

L'ensemble du circuit constitue en fait une sorte de minuterie chargée de fermer un contact pendant ces 5 mn fatidiques pour l'ouvrir ensuite.

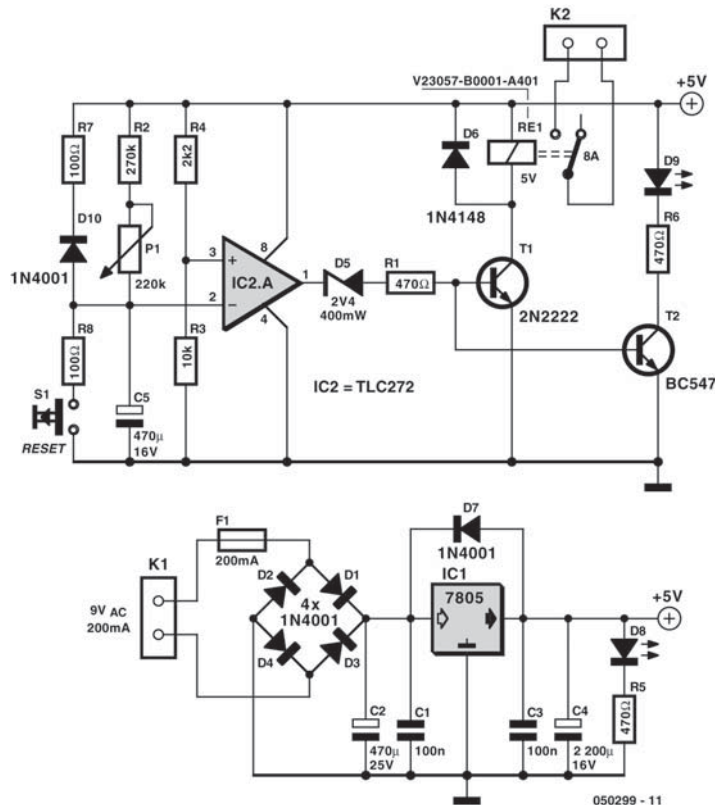
On utilisera, pour l'alimentation du système, un adaptateur secteur fournissant 9 V alternatifs à un courant minimum de 200 mA ; sa sortie est connectée au bornier K1.

Quand le système est alimenté, le contact du relais RE1 se ferme automatiquement (alimentant ainsi la bobine du contacteur de moteur de pompe qui par excitation ferme le contact secondaire de la pompe qui entre alors en fonction).

Au bout d'un certain délai T qui répond à la formule  $T = 2 * C5 * (P1 + R2)$ , le contact de RE1 décolle, le moteur de la pompe cesse d'être alimenté et s'arrête. En fonction de la tolérance des composants utilisés, cette durée peut varier entre 4 et un peu plus de 8 mn. Si cette durée vous paraît trop courte, il est possible de la rallonger en augmentant la valeur de R2, P1 ou C5.

La présence du secteur est visualisée par l'allumage de la LED verte D8.

La fermeture du contact de la pompe, K2, est, elle, visualisée par une LED de couleur jaune, D9.



Le bouton-poussoir Reset sert à forcer le fonctionnement de la pompe en provoquant la décharge du condensateur C5. Lorsque l'alimentation est coupée (préostat ne commandant plus), C5 se décharge rapidement au travers de la résistance R7 dont la valeur n'est que de 100 Ω.

Le fonctionnement repose sur un comparateur. En présence de l'alimentation, on dispose d'une tension de +5 V en sortie du régulateur IC1. L'entrée + (broche 3) se trouve à une tension de +4 V, l'entrée - (broche 2) se trouvant elle à 0 V. Dans ces conditions, la sortie du comparateur passe à +5 V, faisant entrer le transistor T1 en conduction ce qui provoque le collage du relais RE1 et l'alimentation de la pompe comme expliqué quelques lignes plus haut. Quand V+ est supérieure à V-, la sortie (broche 1 de IC2) est à 5 V, le transistor T1 est saturé, le relais RE1 collé, le transistor T2 est saturé lui aussi, la LED jaune est allumée.

Quand V- est supérieure à V+, la sortie de IC2 est à 0 V, les transistors T1 et T2 sont bloqués, le relais RE1 est au repos, la LED jaune éteinte et le contact

K2 est ouvert. Lorsque le condensateur C5 est chargé (l'entrée – est à 5 V, l'entrée + à 4 V, la sortie du comparateur IC2 est par conséquent à 0), le transistor T1 est bloqué (la pompe n'étant plus alimentée, la LED D9 s'éteint, la pompe est arrêtée).

La diode zener D5 a pour fonction d'éviter toute instabilité lors de l'établissement de la tension d'alimentation +5 V du système. Ceci se traduit par un petit « retard à l'allumage ».

### Que faire en cas de problème ?

Si la LED verte est éteinte (absence de la tension d'alimentation), vérifier que l'on a bien 9 V<sub>eff</sub> sur K1, 5 V continus à la sortie du régulateur IC1. Si c'est bien le cas, il ne reste guère d'options : inversion de la polarité de la LED verte, défectuosité de cette LED ou de la résistance R5.

On doit trouver une tension de 4 V sur la broche 3 de IC2, la tension sur la broche 2 du TLC272 évoluant entre 0 et 5 V.

(050299-1)

Michaël Gaudin

## 205 Ampli hybride pour casque

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

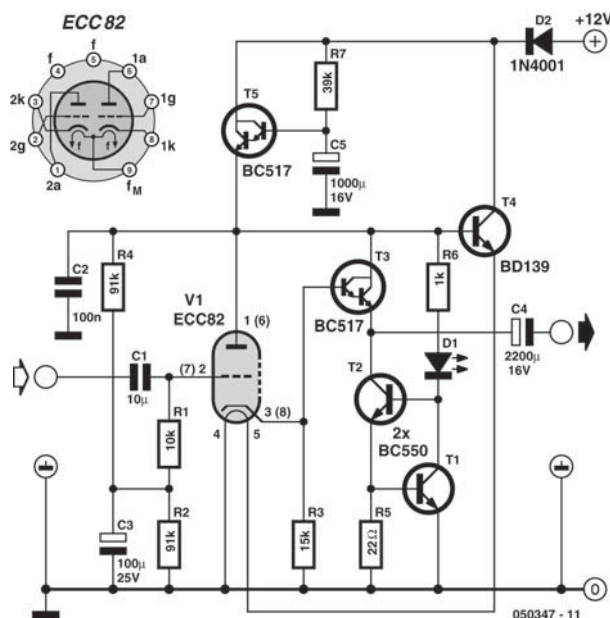
Potentiellement, une écoute au casque peut être, d'un aspect technique, de meilleure qualité vu que les réflexions de la pièce ont été éliminées et que le contact plus intime entre le transducteur et l'oreille signifient que l'on peut se contenter de puissances bien plus faibles. Le fait que l'on puisse se contenter d'une puissance minime signifie que les transducteurs peuvent travailler à une fraction seulement de leurs possibilités d'excursion totale, ce qui se traduit par une diminution de la distorsion harmonique totale (THD) et des autres distorsions non linéaires.

Le concept de l'amplificateur pour casque d'écoute décrit ici peut-être, potentiellement, sujet à discussion par le fait, primo qu'il possède un gain unitaire et secundo qu'il combine tubes et transistors.

Les casques d'écoute ont, normalement, une impédance de 32 Ω par canal. La sortie Ligne standard de 775 mV à laquelle aspire tout équipement de qualité produira une puissance de :

$$\frac{U^2}{R} = \frac{0,775^2}{32} = 18 \text{ mW}$$

par canal dans le cas d'un casque d'écoute présentant la dite impédance. Un examen critique des casques d'écoute disponibles dans des magasins ayant pignon sur rue nous a appris que la sensibilité s'étage de 96 à 103 dB/mW ! En pratique, cette électronique peut se contenter d'un gain unitaire



pour produire des niveaux sonores capables de vous rendre sourd.

Dès lors que l'on peut utiliser un concept à gain unitaire, il est possible de réaliser un étage de sortie à faible distorsion. La solution évidente consiste à opter pour un émetteur-suiveur. Ce dernier possède un gain quasi-unitaire combiné à une bonne réaction locale. Malheureusement, l'impédance de sortie d'un émetteur-suiveur dépend de l'impédance de source. En présence d'un contrôle de volume, ou même dans le cas de sources de signaux différentes, cette dernière variera et ce qui pourrait



se traduire par des variations faibles mais audibles de la qualité du son. Pour éviter ces inconvénients, l'étage de sortie est attaqué par une cathode-suiweuse reposant sur un tube ECC92 (équivalent US 12AU7). Cette approche, à l'inverse d'une configuration à transistors, permet une attaque de l'étage de sortie à une valeur d'impédance faible et constante. En d'autres termes, le signal présent au point à faible impédance sert à commander l'impédance élevée de l'étage de sortie, une situation qui ne peut qu'être bénéfique pour une THD d'ensemble faible.

Vu la faible puissance nécessaire en sortie, la seule approche envisageable est un circuit en classe A. Dans le cas présent il est fait appel à l'étage de sortie asymétrique à la réputation quelque peu surfaite comprenant T3 et une source de courant constant sous la forme de la paire T1/T2. Le courant constant est déterminé par la tension VBE de T1 appliquée aux bornes de la résistance R5. De par sa valeur de  $22\ \Omega$  le courant prend une intensité de 27 mA. T3 est utilisé en mode émetteur-suiweur à impédance d'entrée élevée et impédance de sortie faible. En effet, le problème majeur de l'utilisation d'un tube à des tensions faibles est qu'il est relativement difficile d'obtenir quelque vrai drain de courant que ce soit. Pour éviter de la distorsion, il faut interdire à l'étage de sortie de charger le tube. Ceci nous ramène au choix du composant en sortie. Nous avons pris, pour T3, un BC517 en raison de son gain encourant élevé de  $30\,000\times$  à 2 mA !

Comme nous sommes en présence d'un étage de sortie à faible impédance, il est possible d'effectuer un couplage capacitif de la charge par le biais de C4. Certains puristes pourraient hausser les épaules à l'idée d'utiliser un condensateur électrolytique pour remplir cette fonction, mais il est avéré que la distorsion introduite par un couplage capacitif est très sensiblement inférieure à celle due à un couplage par transformateur. Le reste du circuit sert à conditionner les différentes tensions nécessaires à l'électronique. Si l'on veut une sortie linéaire, la

grille du tube doit être polarisée à la moitié de la tension d'alimentation. C'est la fonction remplie par le diviseur de tension R4/R2. Les signaux d'entrée sont couplés au circuit au travers de C1 et R1. La résistance R1 prise entre le diviseur de tension et la grille de V1 fixe l'impédance d'entrée du circuit. C1 a une valeur suffisante pour garantir une réponse jusqu'à 2 Hz.

Bien que le circuit ait déjà une bonne réjection du bruit de ligne propre en raison de l'impédance élevée de l'anode de V1 et du courant de collecteur de T3, il faut lui donner un petit coup de pouce pour obtenir un arrière-plan silencieux en l'absence de signal. Cette aide prend la forme d'un circuit multiplicateur de capacité centrée sur T5. Dans la pratique, la tension continue lisse appliquée à la base de T5 réapparaît à faible impédance sur son émetteur. Autre avantage additionnel important, l'application de la tension d'alimentation se fait en douceur lors de la mise sous tension. Ceci est bien évidemment dû au temps nécessaire pour avoir une charge complète de C5 via R7. Pas de trace de ronflement ou d'ondulation n'est visible à l'oscilloscope. C2 sert à garantir la stabilité aux fréquences HF. L'alimentation continue sert également à alimenter le chauffage du tube. Le ECC82 présente l'avantage de permettre le branchement de son chauffage pour qu'il travaille à une tension de service de 12,6 V. Pour la commande, T4 est utilisé en élément passant série. La tension de base est fournie par l'émetteur de T5. T4 présente une impédance de sortie extrêmement faible, de l'ordre de  $160\ m\Omega$  ce qui aide à éviter la capture de signaux parasites par le câblage du chauffage. La connexion de la base du transistor à C5 permet en outre au chauffage du tube de prendre gentiment sa température de croisière.

La chute de tension aux bornes de T4 n'est que de quelques volts et bien qu'il chauffe un peu, ce transistor se passe de radiateur.

(050347-1)

Jeff Macaulay

## 206 Chrono-brosse

MAISON

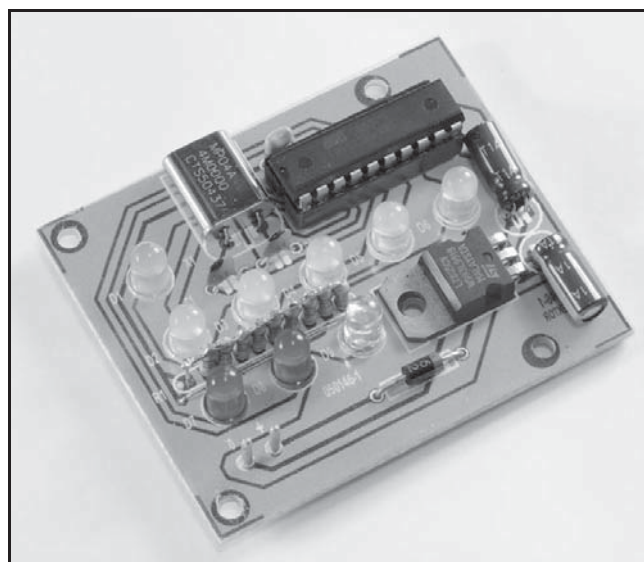
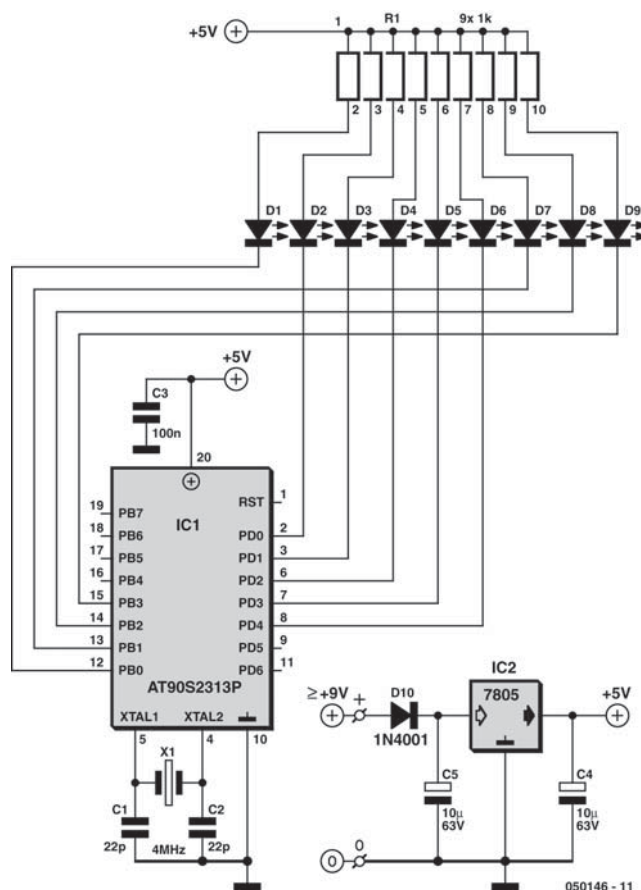
Depuis Einstein, tout le monde est sensé savoir que le temps est relatif. Ceci est particulièrement vrai pour les enfants lorsqu'ils sont occupés à des tâches « ingrates » comme se brosser les dents, opérations

où les secondes durent des heures et les minutes une petite éternité. Les parents qui souhaitent faire respecter les trois minutes de brossage recommandées par les dentistes pour éviter les caries précoces chez

leurs rejets peuvent opter pour un dispositif de référence électronique. Si de plus la réalisation de ce montage se fait « en collaboration » avec le sujet, on fait d'une pierre deux coups !

L'électronique de notre chrono-brosse à dents se compose d'IC1, un microcontrôleur RISC d'Atmel bien connu du type AT90S2313, cadencé par un oscillateur constitué par le quartz X1 et les condensateurs C1 et C2. Le microcontrôleur programmé (EPS050146-41) est disponible auprès des adresses habituelles. Le microcontrôleur pilote une série de LED. La LED verte, D1, clignote au rythme des secondes. Les LED jaunes des dizaines de secondes et les LED rouges des minutes s'allument en temps voulu, restant allumées jusqu'à ce que nos fameuses trois minutes soient écoulées. Elles s'éteignent ensuite toute exception faite de la LED bleue D9 « Fin d'opération » qui par son clignotement au rythme des secondes indique que le brossage a suffisamment duré. Les courants fournis par les lignes de port sont limités, de par la présence d'un réseau de résistances de 1 k $\Omega$ , de l'ordre de 2 à 3 mA. Cette intensité est suffisante pour des LED à faible courant à utiliser impérativement pour économiser la pile. Le reste de l'électronique se résume à un régulateur de tension fixe, IC2, chargé de fournir la tension d'alimentation du circuit, 7805 encadré par une paire de condensateurs de découplage, C4 et C5. C3 sert au découplage de la tension d'alimentation à proximité immédiate du microcontrôleur. La diode D10 élimine tout risque de dommages en cas d'inversion malencontreuse de la tension d'alimentation fournie par la pile de 9 V.

L'ensemble de l'électronique prend place sur la platine représentée ci-après. On découvre, à proximité immédiate du réseau de résistance, le



## Liste des composants

**Résistances**R1 = réseau SIL de 9 résistances de 1 k $\Omega$ **Condensateurs**

C1, C2 = 22 pF

C3 = 100 nF

C4, C5 = 10  $\mu$ F/63 V radial**Semi-conducteurs**

D1 = LED verte 5 mm faible courant

D2 à D6 = LED jaune 5 mm faible courant

D7, D8 = LED rouge 5 mm faible courant

D9 = LED bleu 5 mm

D10 = 1N4001

IC1 = AT90S2313-10PC (programmé EPS 050146-41)

IC2 = 7805

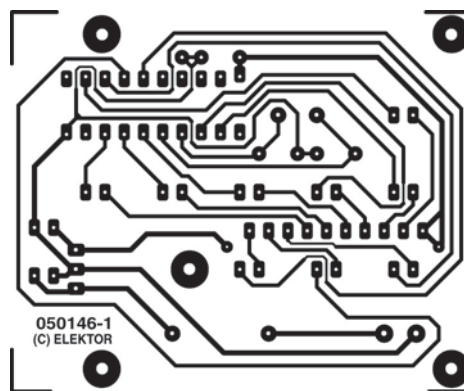
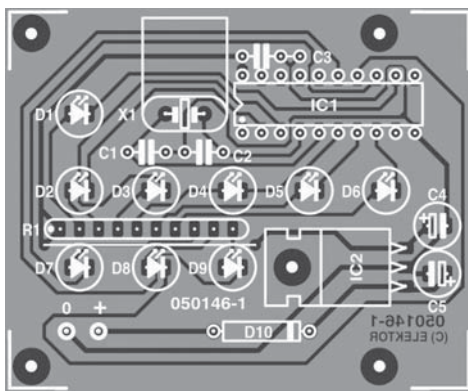
**Divers**

X1 = quartz 4 MHz

Boîtier tel que par ex. BOS 503 (Bopla)

1 pont de câblage

Platine EPS 050146-1



seul pont de câblage du montage. Le régulateur de tension, le quartz, C4 et C5 sont mis à plat sur la platine de manière à ce que les LED soient les composants affleurant le plan supérieur du boîtier. Il est recommandé de prévoir un support pour le microcontrôleur. La plupart des composants utilisés pos-

sèdent une polarité : il est donc important, si l'on veut que ce petit montage fonctionne du premier coup, de veiller à bien la respecter avant de souder le composant concerné en place !

(050146-1)

Friedrich Weigand

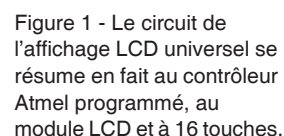
## 207 Affichage LCD universel

## MICROPROCESSEURS

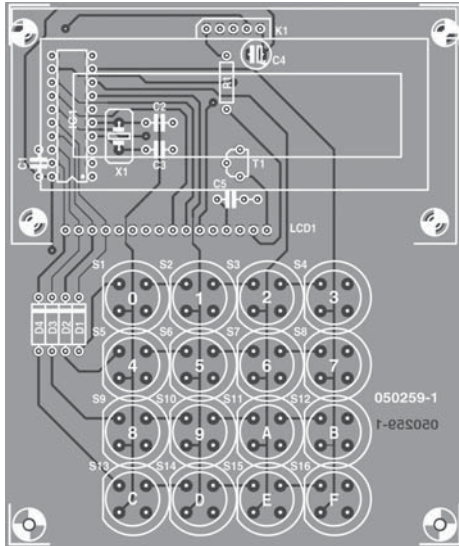
Connecter des modules LCD à une électronique à base de microcontrôleur est quasiment devenu le quotidien du concepteur. Il existe nombre de variantes et d'exemples de connexion qui expliquent comment interconnecter les 6 ou 7 lignes de commande d'un module de ce genre au contrôleur concerné. Pour éviter d'avoir à réinventer à chaque fois la roue, l'auteur a mis au point une solution à l'équation module LCD + contrôleur Atmel + une pincée de logiciel = module d'affichage universel. De par la présence d'une interface sériele ce montage est utilisable pour nombre d'applications, ce qui nous a amené à dessiner un petit circuit imprimé à son intention.

L'électronique du schéma de la figure 1 n'a pratiquement de secret pour personne : un AT90S2313 d'Atmel, microcontrôleur au prix très abordable, prend les rênes de l'interface sériele et se charge du pilotage d'un module LCD à deux lignes de 16 caractères classique. Le contrôleur disposant de suffisamment de capacité de mémoire libre et aussi de quelques lignes d'E/S non utilisées, nous avons fait en sorte qu'il puisse se charger du décodage d'une matrice de 4  $\times$  4 touches. Le résultat de cette recette est une unité d'entrées/sorties très bon marché et vraiment universelle.

L'électronique proprement dite n'appelle pas de remarque particulière, les fonctions qu'elle remplit


$$\frac{U_{R1}}{R1} \times \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}}$$

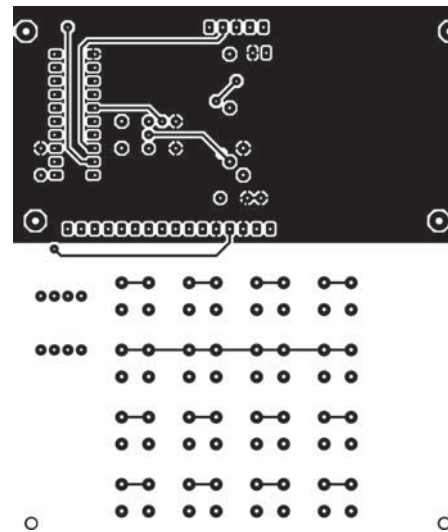
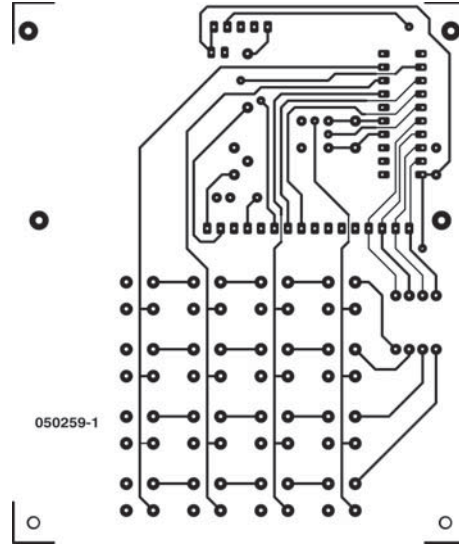
produisant sur la (les) LED du rétro-éclairage (entre les bornes A et K de l'affichage),  $t_{ON}/t_{ON} + t_{OFF}$  étant le rapport cyclique de la MLI régulée par IC1. La fiche de caractéristiques de l'affichage en donne la plage des courants admissibles. Le programme à mettre dans IC1 peut être téléchargé gratuitement depuis notre site ([www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)), mais il existe également pour ceux de nos lecteurs qui n'ont pas la possibilité de programmer leur contrôleur une version programmée du contrôleur (EPS050259-41) disponible auprès des adresses habituelles. Le développement du programme s'est fait à l'aide du compilateur CodeVision AVR. Une version de



**Tableau 1. Fonction des caractères de commande en mode N**

Déc.	ASCII	Fonction
8	BS	Efface le caractère à gauche du curseur
9	TAB	Place le curseur à la position 0 ou 8
10	LF	Changement de ligne
11	HOME	Place le curseur dans le coin supérieur gauche
12	CLR	Efface l'affichage
13	CR	Place le curseur en début de ligne
27	ESC	Début d'une séquence de commande
28	RIGHT	Décale le curseur d'une position vers la droite
29	LEFT	Décale le curseur d'une position vers la gauche
30	UP	Le curseur change de ligne (comme LF)
31	DOWN	Le curseur change de ligne (comme LF)

démonstration de ce compilateur est téléchargeable depuis le Web, mais la taille du code est limitée à 500 octets, ce qui ne convient que pour les contrôleurs AVR de faible capacité. Un petit truc – donner à croire au compilateur qu'il s'agit d'un 8515 et remplacer le pointeur de pile (*stack pointer*) une seconde fois à la valeur correcte requise par le 2313 – il devient possible de faire passer à 2 Koctets la



**Figure 2 -** Cette platine permet de réaliser un module d'E/S compact utilisable dans de nombreuses applications. (Échelle : 70%)

taille maximale de code. Le code source en C de l'auteur est téléchargeable sous forme de fichier .pdf depuis notre site.

Une fois terminé et doté de son contrôleur programmé, le module se laisse piloter facilement en sériel à l'aide de « séquences Escape ». Une telle séquence prend la forme d'un caractère ASCII « Esc » (27 en décimal) suivi de l'instruction de commande correspondante. Comme le montre le



## Liste des composants

**Résistances**

R1 = cf. texte

**Condensateurs**

C1, C5 = 100 nF

C2, C3 = 27 pF

C4 = 10 µF/16 V radial

**Semi-conducteurs**

D1 à D4 = 1N4148

T1 = BS170

IC1 = AT90S2313 (programmé EPS050259-41)

**Divers**

X1 = quartz 11,0592 MHz

S1 à S16 = touches D6

Module LCD à 2×16 caractères

Platine 050259-1

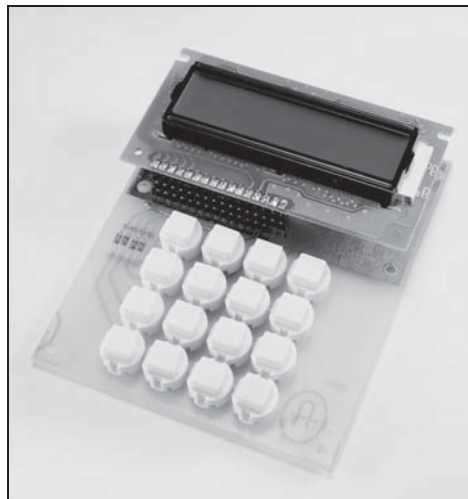


tableau récapitulant les instructions en mode « N », elles conviennent également au pilotage d'un programme de terminal courant, ce qui ne manque pas de simplifier le débogage lors du développement du programme. Il existe de plus le mode dit « Raw » qui envoie directement à l'affichage LCD les caractères qui lui succèdent. À noter, pour finir, qu'il est possible de créer ses propres caractères spéciaux et d'ajuster la luminosité de l'affichage à l'aide d'une instruction. Les détails de ce pilotage sont également donnés dans le fichier.pdf évoqué plus haut.

La platine de la figure 2 reçoit des composants sur ses deux faces : le module LCD et les touches sont montés d'un côté, le contrôleur et le reste des composants prenant place sur l'autre face. Il est recommandé de mettre IC1 dans un support de bonne qualité de manière à pouvoir le sortir facilement au cas où l'on voudrait essayer sa propre variante du programme de commande.

(050259-1)

Ulrich Kreiensen

## 208 Contrôleur pour convertisseur-abaisseur

## ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

Le contrôleur TPS6420x de Texas Instruments a été conçu pour pouvoir fonctionner soit avec un *set* comprenant de 1 à 3 piles montées en série, mais aussi à une tension d'alimentation de 3,3 V, et de 5 V, soit encore à une tension d'alimentation USB. Sa sortie est en mesure de fournir un courant de 2 A à un système à microcontrôleur travaillant à une tension de service de 3,3 V. Par un dimensionnement adéquat des composants de paramétrage externes (self, MOSFET à canal P et diode Schottky) on peut faire en sorte que ce composant puisse fournir une large plage de tension de sortie et ceci à diverses puissances. Autres caractéristiques intéressantes de ce circuit : une consommation de courant au repos (en mode désactivé) extrêmement faible (1 pA typique) et en fonctionnement hors charge (20 pA). Il est en outre possible de relier directement la tension d'entrée aux bornes de sortie

au cas où la tension d'entrée a une valeur égale ou inférieure à la tension souhaitée en sortie.

Il suffit de quelques composants externes pour permettre au TPS6420x de balayer une plage de tensions de sortie allant de 1,2 V au niveau de la tension d'entrée et de fournir un courant de sortie maximal de 3 A si tant est que le MOSFET à canal P et la diode Schottky le permettent.

On se trouve en présence d'un convertisseur abaisseur travaillant en mode asynchrone qui, contrairement aux contrôleurs PFM/PWM (*Pulse/Frequency* et *Pulse Width Modulation* respectivement) opère à une durée d'activation constante et/ou à une durée de non-activité constante. Avec les contrôleurs abaisseurs conventionnels on travaille en mode PWM lorsque la charge est moyenne ou forte, pour passer en mode PFM lorsque la charge est faible de manière à limiter les pertes de commutation. Le

TSOP	Temps d'activation	Délais	Application
64200	1,6 $\mu$ s	600 ns	Idéal pour un rendement élevé sur l'ensemble de la plage de charge en sortie.
64201	1,6/0,8/ 0,4/0,2 $\mu$ s	600 ns	Temps d'activation réduit pour des fréquences de commutation supérieures que dans le cas du TPS64200, mais pas de fréquence de commutation audible.
64202	0,6/0,8/ 0,4 $\mu$ s	300 ns	Idéal pour des applications à rapport cyclique proche de 1, requérant une fréquence de commutation élevée, pour passer, par exemple, de 3,8 à 3,3 V (la durée de désactivation détermine la fréquence de commutation).
64203	0,6 $\mu$ s	600 ns	Idéal pour des applications à rapport cyclique faible, requérant une fréquence de commutation élevée, pour passer, par exemple, de 5 à 1,5 V (la durée de désactivation détermine la fréquence de commutation).

### Littérature

Cf. [www.ti.com](http://www.ti.com) :

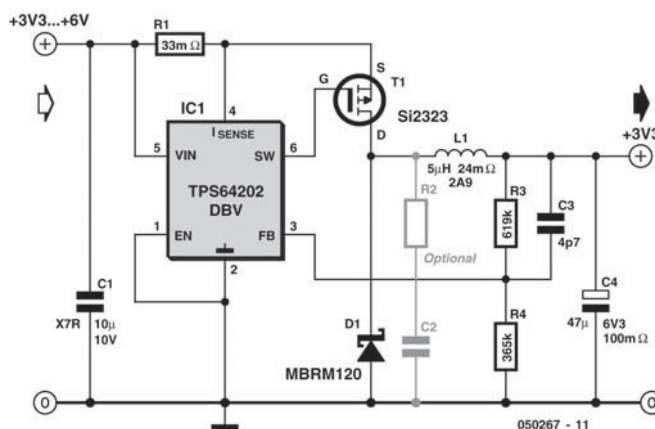
- SOT23 STEP-DOWN CONTROLLER, numéro document SLVS485
- TPS6402 Evaluation Module (3,3V@2A), numéro document SLVU093

contrôleur présenté ici adapte sa fréquence de commutation en fonction de la charge, de sorte qu'il est très proche des solutions de convertisseurs PFM/PWM.

Le schéma montre un convertisseur abaisseur classique capable de faire d'une tension d'entrée comprise entre 3,3 et 6 V une tension de sortie de 3,3 V à un courant de sortie pouvant atteindre jusqu'à 2 A. La résistance de *shunt* de 33 m $\Omega$  optionnelle assure une limitation de courant. Le TPS64202 est un contrôleur connaissant une durée d'activation minimale variable paramétrable entre 1,6, 0,8 et 0,4  $\mu$ s, et possédant un temps de désactivation fixe de 300 ns. Le contrôleur se charge d'activer un FETMOS pris dans le trajet de la tension d'alimentation jusqu'à ce que la tension de sortie ait atteint sa valeur nominale ou que soit dépassé le courant maximal admissible pour le *shunt*. Si le courant devait dépasser la valeur maximale fixée, on a désactivation du FETMOS pendant une durée de 300 ns. Si c'est la tension de sortie nominale qui est atteinte, le FETMOS est également coupé, état dans lequel il reste jusqu'à ce que la tension de sortie tombe en-dessous de la valeur nominale. Lorsque les courants requis sont très faibles, le contrôleur fonctionne en mode discontinu (DCM = *DisContinuous*

*Mode*). Lors de chaque cycle de commutation, le courant démarre à zéro, monte à sa valeur, selon le cas, de consigne ou maximale pour retomber à zéro. À l'instant de désactivation de la diode Schottky l'énergie résiduelle de l'inductance produit une oscillation rapidement amortie à la fréquence de résonance du filtre de sortie. Cette oscillation à faible énergie en mode discontinu est normal et n'a pas d'effet sur le rendement du convertisseur. Il est possible de l'atténuer à l'aide d'un réseau RC série optionnel. Dans le cas de courants de sortie importants le convertisseur abaisseur travaille en mode de conduction continue (CCM = *Continuous Conduction Mode*). Dans ce mode, le courant de self n'est jamais nul. La tension de sortie est alors directement proportionnelle au rapport cyclique (rapport des durées d'activation et de pause).

En cas de problèmes pour mettre la main sur le FETMOS à canal P Si2323 de Vishay-Siliconix, on pourra le remplacer par un IRLML6401 (type 12 V) ou un IRLML (type 20 V) de IRF. Ces deux types de FETMOS présentent une résistance de canal plus importante, mais leur capacité de grille est plus faible. Il existe une alternative pour la diode



Schottky, la MBRM140 (DigiKey ou Farnell) bien qu'elle soit en boîtier CMS et non pas dans un boîtier Powermite comme la MBRM120. La chute de tension à 1 A est plus élevée (0,6 V au lieu de

0,45 V). Les fabricants de ces deux types de diodes sont IRF et ON Semiconductor.

(050267-1)

Dirk Gehrke, Texas Instruments

## 209 Contrôle acoustique pour clignotant

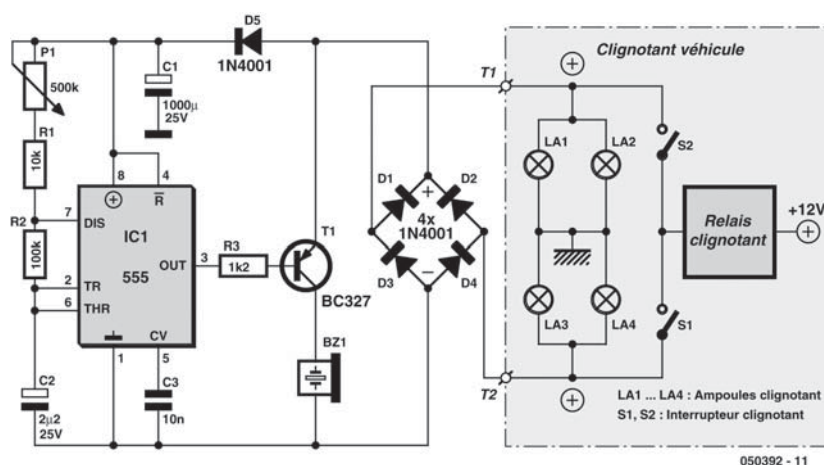
DIVERS

Il arrive souvent, qu'en tant que cycliste et amateur Roller (qui oserait encore parler de patin à roulettes) on en arrive à oublier de couper le clignotant si le système de locomotion en question n'est pas doté d'un contrôle de clignotant acoustique. On a bien évidemment autre chose à faire que de s'hypnotiser sur les ampoules de signalisation. Le petit montage proposé est celui d'un auxiliaire de rappel acoustique. Il ne réagit pas immédiatement après la mise en fonction du clignotant mais après écoulement d'une certaine temporisation, c'est-à-dire lorsque le clignotant reste en fonction pendant une durée anormalement longue.

L'alimentation de l'électronique est dérivée du relais du clignotant. Lorsque ce dernier est en fonction une tension de forme rectangulaire arrive, par le biais de la borne soit T1 soit T2 au pont de redressement que constituent les diodes D1 à D4, l'autre borne se trouvant toujours, au travers des ampoules des clignotants non allumées, au potentiel de la masse. C1 tamponne et lisse la tension continue pulsée, la diode D5 évitant que le condensateur électrochimique ne se décharge au cours des pauses de la tension du clignotant. Dans ces conditions, le temporisateur 555 se voit alimenté par une tension

d'alimentation suffisamment propre tant que le clignotant est en fonction.

Le temporisateur IC1 est monté en oscillateur et attaque, par le biais de T1, un résonateur piézoélectrique. La sortie du 555 est active au niveau bas, de sorte que le transistor commence par bloquer, le résonateur étant réduit au silence. Le temporisateur ne cesse de charger et de décharger le condensateur C2 aux respectivement 2/3 et 1/3 de la tension d'alimentation ce qui se traduit par une durée de pause de  $0,7 \times C2 \times (R2+R1+P1)$ . Le potentiomètre P1 permet d'obtenir une durée de pause de l'ordre de 1 s au maximum. Le premier intervalle, c'est-à-dire le temps s'écoulant avant que le résonateur ne se manifeste pour la première fois est sensiblement plus long vu que le condensateur électrochimique est encore totalement déchargé. Ce n'est qu'après écoulement de cette temporisation que la sortie est activée au niveau bas pour la durée de l'impulsion ( $0,7 \times C2 \times R2$ , soit 0,15 s) de sorte que le résonateur se manifeste. Ceci n'est vrai qu'à condition qu'il y ait application, au collecteur de T1, d'une tension de +12 V, ce qui est bien le cas lorsque le relais du clignotant vient juste de coller et que les ampoules du clignotant s'allument.

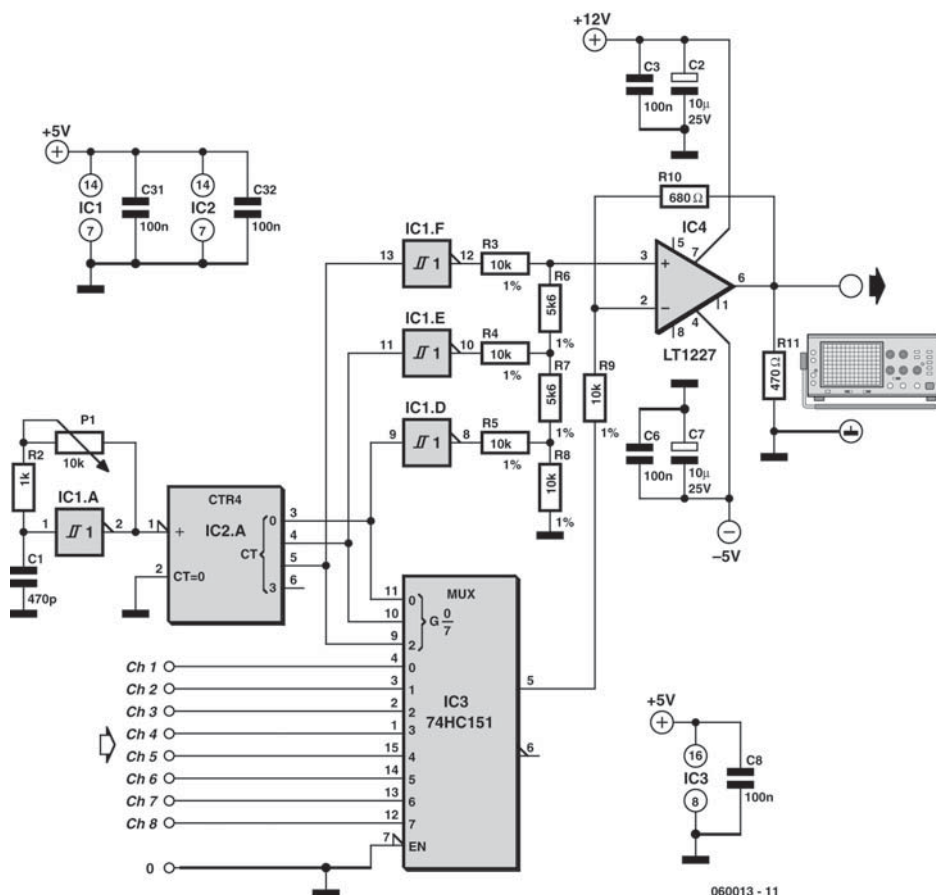


d'une paire de conducteurs seulement et se fera à un endroit où les lignes du clignotant sont facilement accessibles.

Udo Burret

## MESURE & TEST

unités : un multiplexeur  $n$  canaux vers 1 et le générateur de tensions en marches d'escalier correspondant. On trouve des multiplexeurs pour signaux numériques dans toutes les familles de circuits intégrés. Nous avons utilisé ici un 74HCT151, un multiplexeur huit canaux au prix très abordable. Avec le pilotage adéquat, il connecte successivement les huit entrées à la sortie. Nous en avons ainsi terminé avec la moitié de l'électronique constituant notre



module. Si maintenant nous relient les signaux de sortie de IC3 sans la moindre électronique d'adaptation à l'entrée d'un oscilloscope nous aurons bien, en principe, écriture des huit canaux, mais ils seront superposés et par conséquent peu exploitables. Si l'on procède à un mélange avec la tension en marches d'escalier et que l'on trouve la bonne chronologie, il y a moyen de réaliser un beau décalage dans le plan vertical de sorte que l'on ait une visualisation propre des huit canaux. Il faut pour cela que chacune des marches d'escalier soit, par le biais d'un cadencement correct du circuit de génération des marches d'escalier, toujours attribuée au même signal de canal. Il devient possible ainsi d'étudier la chronologie des circuits numériques les plus simples jusqu'au bus 8 bits des microprocesseurs les moins complexes. Ce montage fonctionne comme une sorte d'analyseur logique pour les signaux numériques les plus lents. Les marches d'escalier proprement dites sont générées de la façon la plus simple qui soit, à l'aide de ce que l'on appelle un réseau R2R (R3 à R8) et ce à partir de

trois signaux numériques, signaux fournis par le diviseur binaire IC2.A, un 74HC393 dont les sorties attaquent le multiplexeur IC3 de façon synchrone. Si l'on mélange alors la tension en marches d'escalier avec le signal de sortie du multiplexeur toutes les conditions nécessaires pour une visualisation correcte des signaux sont remplies. C'est un amplificateur opérationnel très rapide, IC4, qui se charge de ce mélange. P1 permet de jouer sur la fréquence de cadencement sur une plage allant de 100 kHz à de l'ordre de 1,8 MHz. Il est possible ainsi de multiplexer des signaux lents de fréquence élevée et aussi des signaux rapides de fréquence lente ce qui permet une visualisation très peu perturbée. Chaque impulsion d'horloge produit une marche d'escalier et fait passer le multiplexeur à l'entrée suivante. Il faudra, si l'on veut pouvoir utiliser des fréquences de commutation situées dans les alentours de 2 MHz, disposer d'un oscilloscope ayant une bande passante d'au moins 20 MHz.

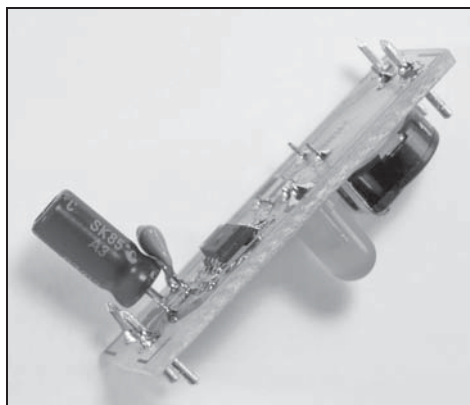
(060013-1)

Helmut Steffes

## 211 Fusible pour USB

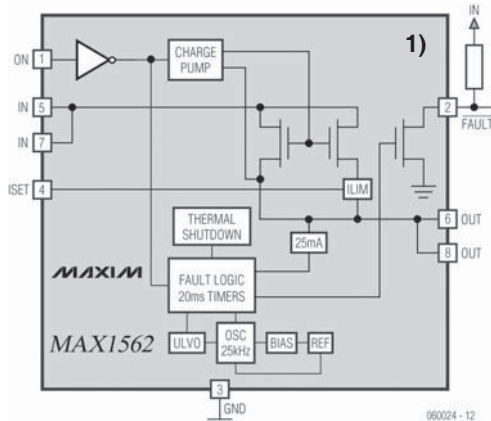
MICRO-INFORMATIQUE

De nos jours, l'interface USB sert à tout et à n'importe quoi. Des accessoires superflus aux périphériques les plus fous tels que cette plaque servant à garder son café à la bonne température, tout tire son courant du port USB. L'aspect amusant de ce genre d'application dure juste le temps de voir le contrôleur USB de la carte-mère passer en surcharge et trépasser dans un (petit) plouf de fumée. Mais il y a également toujours un risque de dommages potentiel lorsque l'on veut tester un montage à microcontrôleur de son cru en le connectant au port USB. Il est donc vital, si l'on veut éviter tout risque d'endommager la carte-mère de son ordinateur, de doter l'alimentation USB d'un fusible spécialement conçu à cet effet. Le MAX1562 dont on retrouve la structure interne en **figure 1** a été développé par Maxim pour servir de limiteur de courant pour les ports USB. Il travaille à une tension de service comprise entre 4,0 et 5,5 V et consomme, typiquement, 40  $\mu$ A, consommation qui chute à 3  $\mu$ A en mode désactivé (*shut-down*). Lorsqu'il est passant, ce circuit possède une résistance minime de 26 m $\Omega$  typique (50 m $\Omega$  garantis), ce qui implique la présence d'un FETMOS interne pour le moins performant. Sa tension de grille est fournie par une pompe



de charge intégrée. Le MAX1562 fait la différence entre un court-circuit et une surcharge. Le critère dont il se sert pour faire cette discrimination est la valeur de la tension aux bornes de la charge. Si cette tension est inférieure à 1 V, on se trouve en présence d'un court-circuit au niveau du circuit de la charge et il essaie, par l'envoi, dans les 20 ms qui suivent, d'impulsions de courant limitées, de refaire remonter la tension aux bornes de la charge, ceci pour éviter, par exemple, que les condensateurs de





charge de forte capacité ne soient considérés à tort comme source de panne. Il devient possible ainsi de traiter des courants de démarrage élevés de lecteurs. Si ses efforts restent sans effet, il positionne (fait passer à « 1 ») sa ligne de signalisation d'erreur, la broche 2. Il ne faut rien de plus qu'une résistance connectée à la broche 4 (ISET) pour paramétrer le courant maximal admissible :  $I_{LIM} = 17120/R_{SET}$ . Sur ce montage, cette résistance prend la forme d'une résistance fixe de  $5k\Omega$  prise en série avec un ajustable de  $10k\Omega$ , ce qui se traduit par une plage de courant allant de 1,097 à 3,057 A. La majorité des périphériques à connecter à un port USB devrait pouvoir vivre avec cette plage de courant. Plus la valeur de résistance de l'ajustable augmente, plus le courant admissible diminue. Si l'ajustable a des problèmes de contact (coupures) le MAX1562 se croise tout simplement les bras. Ce circuit est doté d'une protection thermique qui déconnecte la tension de sortie lorsque le composant atteint une température propre de  $160^\circ\text{C}$ . La **figure 2** donne le schéma d'application du fabricant. La sortie d'erreur pilote une LED à faible courant, la résistance fixant le courant de LED à de l'ordre de 2 ou de 3 mA, c'est-à-dire sensiblement moins que

### Liste des composants

#### Résistances

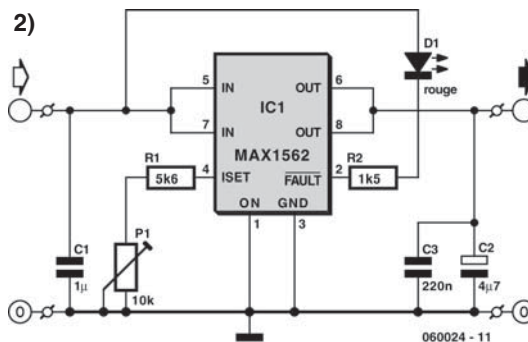
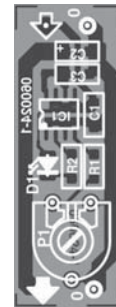
R1 =  $5k\Omega$  (CMS 1206)  
R2 =  $1k\Omega$  (CMS 1206)  
P1 = ajustable  $10k\Omega$

#### Condensateurs

C1 =  $1\mu\text{F}$  (CMS 1206)  
C2 =  $4\mu\text{F}/10\text{V}$  (tantale)  
C3 =  $220\text{nF}$  (CMS 1206)

#### Semi-conducteurs

D1 = LED faible courant  
IC1 = MAX1562ESA  
Platine 060024



les 10 mA admissibles. Il existe également une variante HESA du MAX1562. Ici, la broche 1 forcée au niveau bas (« 0 », masse) active le fusible. Le MAX1562 est proposé en CMS 8 broches. Nous vous proposons un petit dessin de platine pour ce montage, la majorité des composants utilisés étant des CMS.

(060024-1)

Andreas Köhler

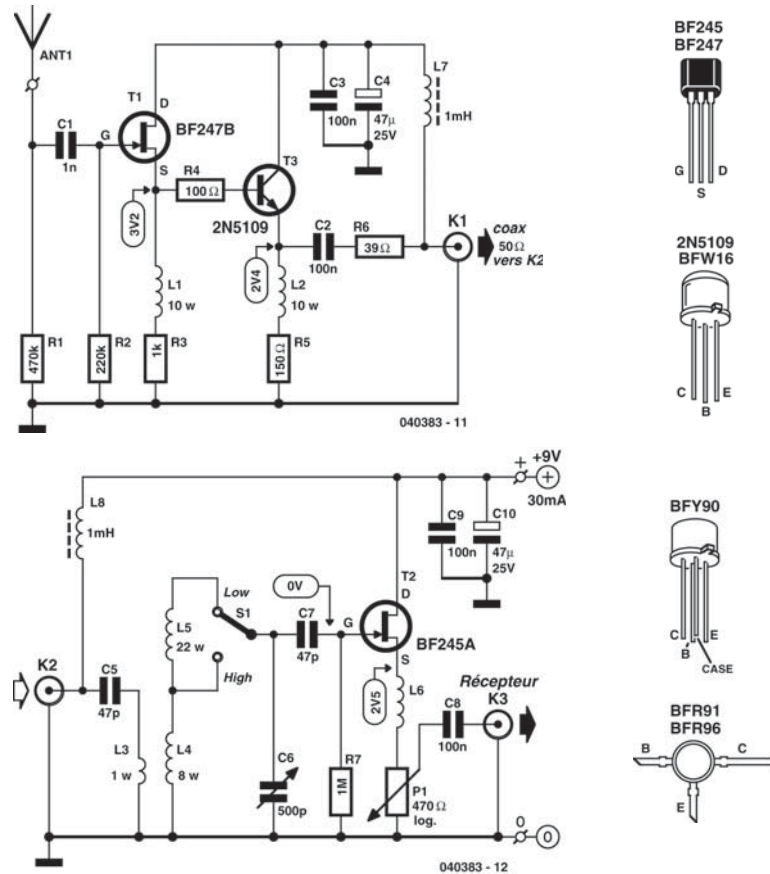
## 212 Antenne active

### HAUTES FRÉQUENCES

Les amateurs d'émissions sur les ondes courtes (O.C.) n'ont bien souvent pas la possibilité de placer chez eux une antenne filaire ou d'un autre type de fortes dimensions (longueur ou surface). Dans ce cas-là, l'antenne active décrite ici et qui bat une plage de fréquences allant de 3 à 30 MHz, pourrait

constituer une solution providentielle. L'auteur utilise, comme antenne proprement dite, une barre d'une longueur d'un mètre (un tube de cuivre de diamètre compris entre 2 et 6 mm par exemple).

L'électronique se subdivise en deux parties, la première venant se placer à proximité immédiate de



## Liste des composants

## Résistances

R1 = 470 kΩ

R2 = 220 kΩ

R3 = 1 kΩ

R4 = 100 Ω

R5 = 150 Ω

R6 = 39 Ω

R7 = 1 MΩ

P1 = 470 Ω log.

## Condensateurs

C1 = 1 nF

C2, C3, C8, C9 = 100 nF

C4, C10 = 47 μF/25 V radial

C5, C7 = 47 pF

C6 = cond. variable 500 pF

## Selfs

L1, L2, L6 = 10 spires de fil de cuivre émaillé de 0,7 mm, Ø 4 mm (à bobiner sur mèche de 3,5 mm)

L3 = 1 spire de fil de cuivre émaillé de 0,7 mm sur l'extérieur de L4

L4 = 8 spires de fil de cuivre émaillé de 0,7 mm, Ø 12 mm (à bobiner sur mèche de 10 mm)

L5 = 22 spires de fil de cuivre émaillé de 0,7 mm, Ø 12 mm (à bobiner sur mèche de 10 mm)

L7, L8 = inductance fixe de 1 mH

## Semi-conducteurs

T1 = BF247B

T2 = BF245A

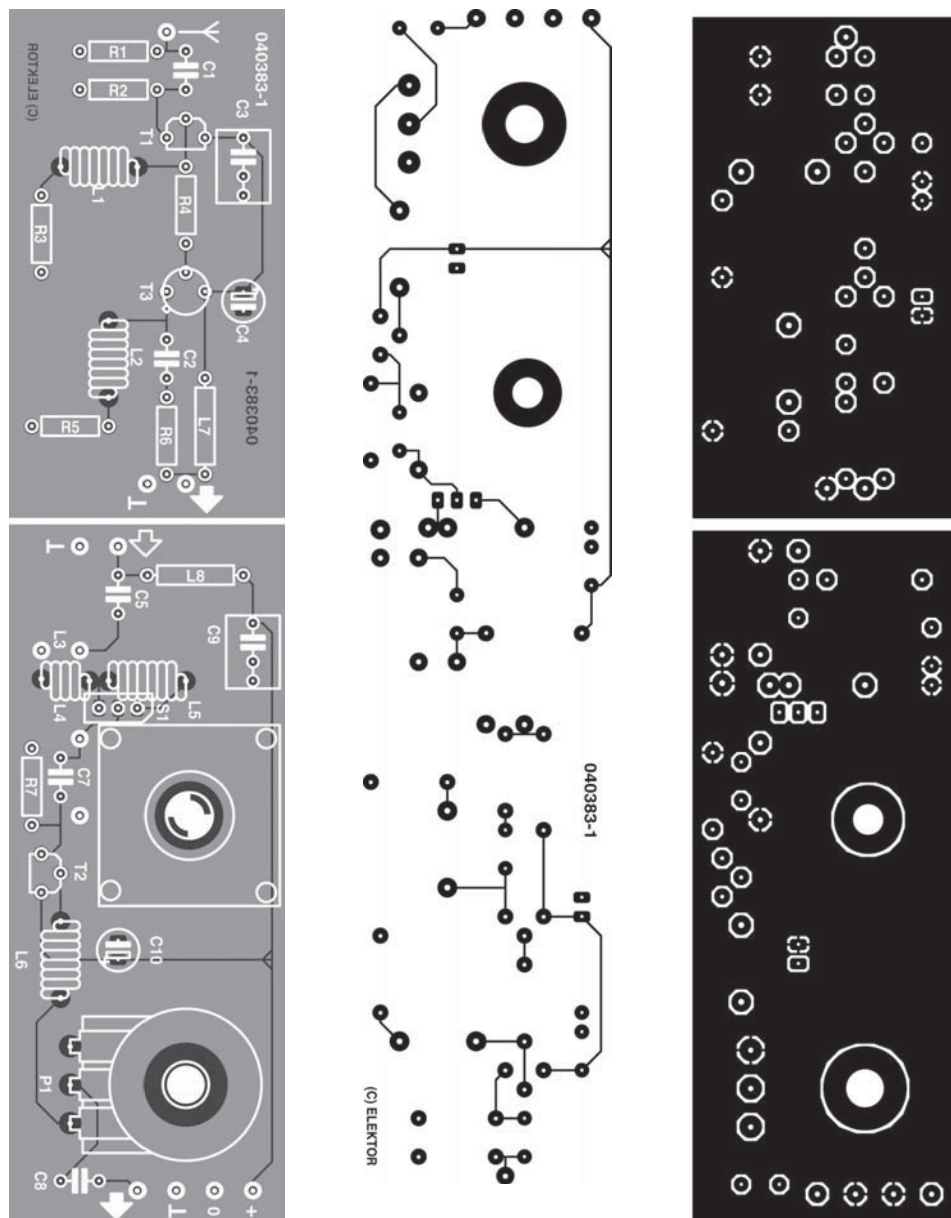
T3 = 2N5109

## Divers

Platine EPS 040383-1\*\*\*

l'antenne, l'autre accompagnée de l'alimentation requise étant disposée près du récepteur. On peut interconnecter ce sous-ensemble à l'aide d'un morceau de câble coaxial d'une longueur pouvant atteindre 20 m sans que cela ne produise d'atténuation sensible du signal.

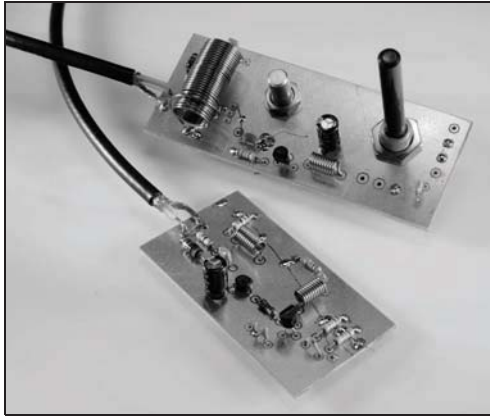
Le signal d'antenne commence par subir une amplification introduite par la combinaison à deux étages T1/T3. Le gain le plus important se fait au niveau de la partie de réception par le biais du transformateur d'entrée que constituent les selfs L3 à L5. En aval de ces dernières on trouve un commutateur qui permet une sélection de la plage de fréquences (de 3



à 10 MHz en position LOW et de 9 à 30 MHz en position HIGH). Le potentiomètre P1 permet de jouer sur le niveau du signal à appliquer au récepteur auquel est connectée l'antenne.

Grâce aux deux dessins de platine proposés, la réalisation de cet amplificateur d'antenne devient un jeu d'enfant. S'agissant de fréquences relativement

basses, le choix des composants n'a rien de bien critique. On pourra utiliser, pour les FET, pratiquement n'importe lequel de ce type de transistors (BF245, BF246, BF256 voire leur version CMS, auquel cas il faudra bien veiller à respecter le brochage). Cette universalité vaut également dans le cas des transistors : BFW16, BFY90, BFR91 ou BFR96, ils devraient tous convenir.



Permettez-nous quelques remarques pour vous aider dans vos expérimentations. La valeur du condensateur C1 peut faire l'objet d'expérimentations. Une valeur un peu plus faible se traduit par un couplage plus lâche avec l'antenne mais également

un niveau de signal plus faible. On peut aussi envisager d'utiliser un ajustable.

La self L6 a pour fonction de faire en sorte que la tension de sortie aux fréquences élevées (30 MHz) ne soit pas beaucoup plus élevée que dans le cas des fréquences faibles (3 MHz). Le facteur Q des selfs L4 et L5 est en effet plus élevé aux hautes fréquences, ce qui se traduit par une oscillation plus large et donc des amplitudes plus fortes. L6 compense ce phénomène. On peut envisager de remplacer L6 par un pont de câblage, ceci amenant la tension de sortie à croître aux fréquences plus élevées.

Essayez, dans le cas de L4 et L5, d'obtenir le meilleur couplage possible. Il est donc préférable (cf. photo) de bobiner la self d'un seul trait jusqu'à 30 spires et d'établir une prise intermédiaire plutôt que de bobiner deux bobines distinctes.

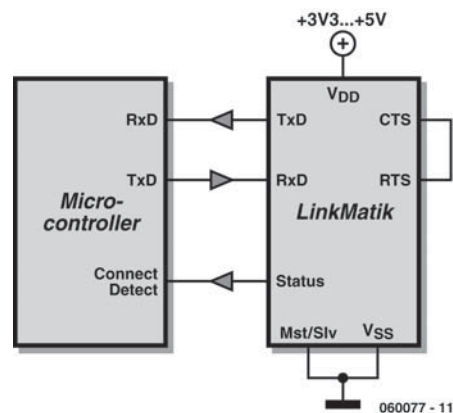
(040383-1)

Stefan Dellemann

## 213 Pont entre sériel et Bluetooth

### MICROPROCESSEURS

Quand les fabricants d'ordinateurs sont passés du port sériel RS-232 au port USB, ils ont prévu la commodité des niveaux TTL et ajouté l'alimentation sur le câble. Fort bien ! Malheureusement, ils nous ont du même coup encombrés d'un fatras de complexité. Alors que le RS-232 ne demandait qu'un adaptateur de niveau tel que le MAX232, l'USB réclame une puce spécialisée comme celles de la série Cypress CY7C68000 ou le PIC18F4550 pour décoder les séries de données. Un pas en avant, un pas en arrière. Pourquoi ne pas passer à Bluetooth et se débarrasser des câbles ? Il existe bon nombre de modules Bluetooth dotés de leur antenne et de leur interface sérielle. Mais la plupart d'entre eux exigent que vous leur envoyiez des commandes AT, ce qui veut dire les piloter à partir d'un contrôleur hôte. Or, certains appareils sont capables de se piloter eux-mêmes, c'est le cas du module LinkMatik, disponible depuis peu chez Flexipanel ([www.flexipanel.com](http://www.flexipanel.com)). On peut configurer un LinkMatik pour qu'il attende que quelque chose se branche à lui (broche Mst/Sln au niveau bas) ou parte activement à la recherche d'un périphérique pour s'y connecter (Mst/Sln au niveau haut). Vous pouvez, si vous le voulez, faire se connecter deux modules l'un à l'autre. Mais d'habitude, on veut établir une liaison entre le PC et le module. Dans le



logiciel pilote de Bluetooth, vous demandez alors à la radio du PC de détecter les appareils. Dès qu'il en trouve un, il lui demande quels services il fournit. L'un d'entre eux peut être le Profil de Port Sériel (SPP), pour s'y connecter. Si vous avez activé la sécurité, il vous faudra introduire le code PIN du module, qui est à 0000 avant de l'avoir modifié. Le module une fois connecté, sa broche d'état passe au niveau haut pour indiquer qu'il est prêt à transmettre et à recevoir des données sérielles. Dans le circuit envisagé, on utilise les lignes TxD et RxD pour communiquer les données en série. On peut, si

nécessaire, assurer le contrôle de flux à l'aide des lignes RTS et CTS. Sinon, on les connecte ensemble. Mais rien n'empêche d'utiliser ces mêmes lignes à d'autres fins que le contrôle de flux. Comme les données sont tamponnées dans le module Bluetooth, les signaux RTS et CTS sont générés sur place et ne correspondent pas forcément à l'état des lignes RTS et CTS à l'autre bout de la

liaison. On ne peut pratiquer qu'une seule connexion série à la fois. Cependant, au moment où ces lignes seront imprimées, la nouvelle version Bluetooth 2.0 devrait être disponible, elle permettra alors la connexion de quatre appareils et la commande de transmission audio également.

(060077-1)

Richard Hoptroff

## 214 Testeur de télécommande IR

MESURE & TEST

Ce petit montage convient de façon idéale lorsque l'on veut tester les fonctions de base d'une télécommande IR. Il s'agit en outre d'un circuit génialement simple. Qui aurait l'idée de connecter directement un résonateur piézo à un circuit intégré de réception IR ?

Cette idée a le même degré de simplicité que de connecter une photodiode à l'entrée d'un oscilloscope. Elle présente cependant l'avantage, par rapport à cette solution, de permettre de se passer d'oscilloscope ! Il est toujours possible d'emporter avec soi ce petit appareil compact, trimbaler un oscilloscope avec soi est une autre paire de manches...

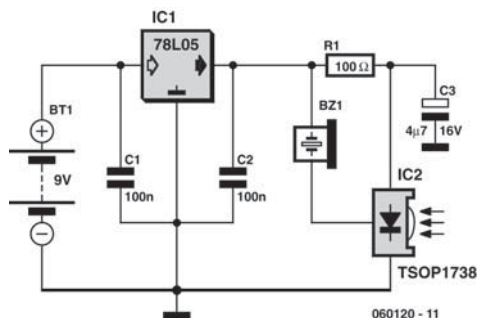
Le fonctionnement de la télécommande est indiqué par les craquements produits par le résonateur

piézoélectrique. Nous avons affaire à un montage très sensible possédant une portée de plusieurs mètres. Le récepteur IR intégré du type TSOP1738 capte, amplifie et démodule le signal IR généré par une télécommande. En cas de réception d'un tel signal, on dispose à la sortie du circuit intégré d'un signal ayant une fréquence de l'ordre de 700 Hz. Le résonateur piézo est connecté à cette sortie, de sorte que la réception de signal est rendue audible par ce composant.

Le reste des composants sert uniquement à constituer une alimentation fournissant la tension de 5 V stable requise. La source d'énergie prend la forme d'une pile compacte de 9 V. Il est bien entendu possible, au lieu du TSOP1738, d'utiliser un circuit intégré différent d'un autre fabricant, voire d'opter pour une fréquence de réception différente de 38 kHz. À noter que le montage fonctionne même si la fréquence d'émission de la télécommande ne correspond pas à la fréquence de réception pour laquelle est paramétré le circuit intégré de réception. Il va sans dire que cela se paie au niveau de la sensibilité qui en devient plus faible, mais ceci n'empêche pas de pouvoir vérifier que la télécommande émet bien (ou n'émet pas) un signal.

(060120-1)

Malte Fischer



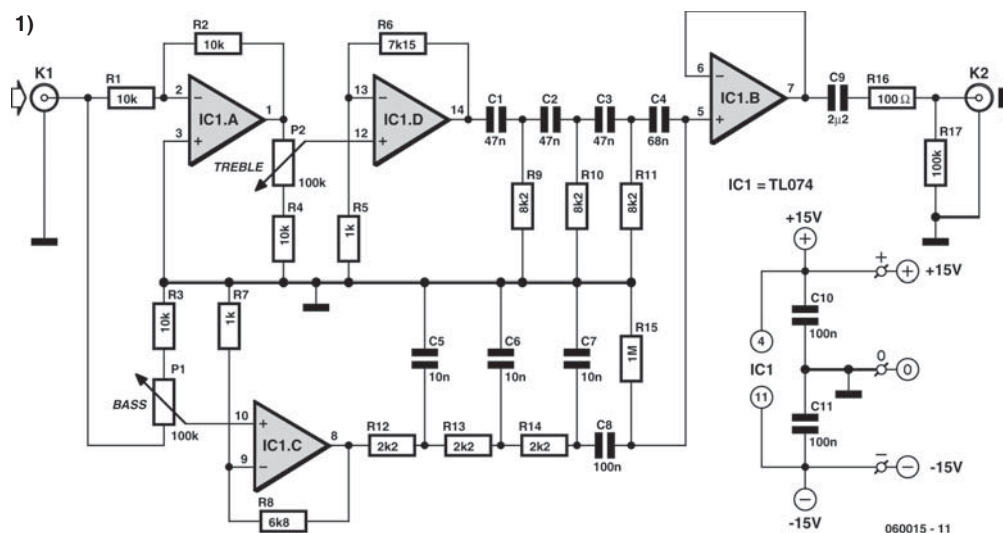
## 215 Commande de tonalité paraphase

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Saviez-vous que le circuit Baxandall, celui qu'on trouve un peu partout pour régler grave et aigu, date de 1952 ? La commande « paraphase » s'en différencie par l'avantage de garder plate la réponse en fréquence pour autant que les boutons de basses et d'aiguës soient dans la même position. Cette pro-

priété rend la correction « paraphase » intéressante s'il ne faut modifier que l'un des deux registres, il n'est pas possible d'ajuster les deux en même temps. À la base, c'est la différence de réglage des deux boutons qui détermine la pente de la courbe de réponse et le degré de correction des hautes et des

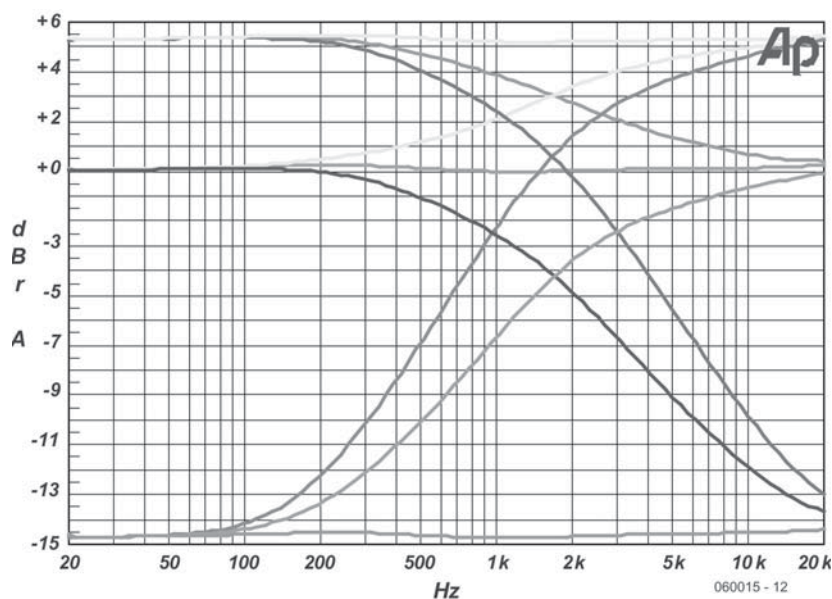




basses fréquences. Le circuit de la **figure 1** est la simplicité même, il se fonde sur deux réseaux C1-C2-C3/R9-R10-R11 et C5-C6-C7/R12-R13-R14. Le premier concerne les fréquences sopranes (*treble*), le second, les basses. Les points de coupe ont été choisis, en combinaison avec C4 et C8, pour que la somme des deux signaux filtrés rendent une réponse en fréquence droite à la sortie. On assure des niveaux de sortie égaux sur les deux réseaux en choisissant R6 = 7,15 kΩ et R8 = 6,80 kΩ. Cependant, par définition, les deux signaux d'entrée

doivent se présenter en opposition de phase. Il est préférable d'attaquer les deux réseaux par des tampons qui offrent en outre une certaine amplification. Le gain de IC1.D est légèrement supérieur à celui de IC1.C dans le but de garder une courbe de réponse globalement aussi plate que possible lorsque les deux réglages de tonalité sont dans la même position. Comme chaque réseau introduit une atténuation de 1,72×, IC1.D et IC1.C amplifient d'abord le signal. Le gain est réglé aux alentours de 8× et le niveau d'entrée accepté va jusqu'à 1 V

2)



### Liste des composants

#### Résistances

R1 à R4 = 10 k $\Omega$   
 R5, R7 = 1 k $\Omega$   
 R6 = 7 k $\Omega$ 15  
 R8 = 6 k $\Omega$ 80  
 R9, R10, R11 = 8 k $\Omega$ 2  
 R12, R13, R14 = 2 k $\Omega$ 2  
 R15 = 1 M $\Omega$   
 R16 = 100  $\Omega$   
 R17 = 100 k $\Omega$   
 P1, P2 = ajustable ou potentiomètre  
 châssis linéaire 100 k $\Omega$

#### Condensateurs

C1 à C3 = 47 nF MKT au pas de 5 mm  
 C4 = 68 nF MKT au pas de 5 mm  
 C5, C6, C7 = 10 nF MKT au pas de 5 mm  
 C8, C10, C11 = 100 nF MKT au pas de 5 mm  
 C9 = 2  $\mu$ F2 MKT au pas de 5 ou de 7,5 mm

#### Semi-conducteurs

IC1 = TL074

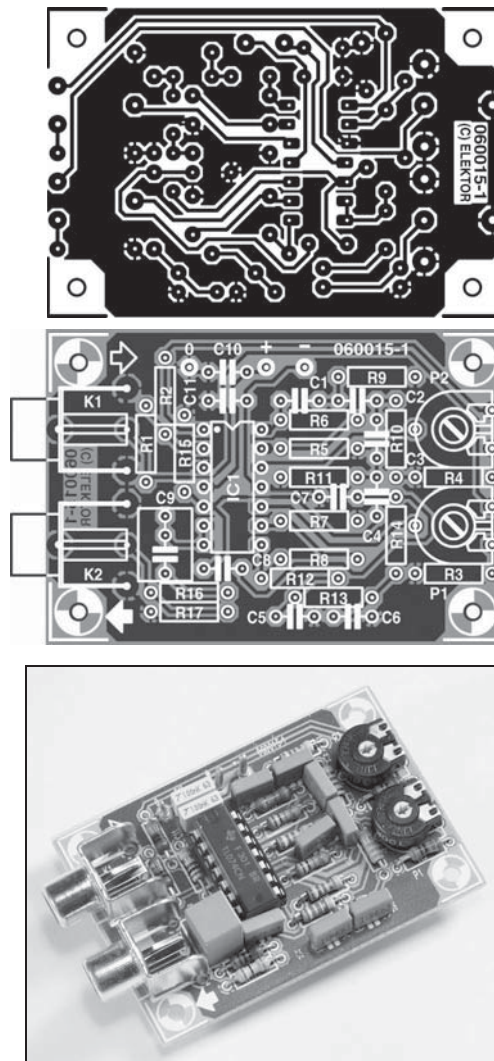
#### Divers

K1, K2 = embase ligne encartable telle que  
 par ex. T-709G (Monacor/Monarch)  
 Platine EPS060015-1\*\*\*

### Spécifications

Consommation de courant (sans signal) : 8 mA  
 Signal d'entrée max. : 1 V<sub>eff</sub> (à gain max.)  
 Gain à 20 Hz : +13,1 dB max. -6,9 dB min.  
 Gain à 20 kHz : +12,2 dB max. -7,6 dB min.  
 Gain (commande à mi-course) : 2,38x  
 Distorsion (1 V<sub>eff</sub>, 1 kHz) :  
 0,002% (B = 22 kHz)  
 0,005% (B = 80 kHz)

sans causer de distorsion. Ce gain compense aussi l'atténuation du réseau quand les deux boutons sont au milieu, si vous préférez conserver une réponse plate. Pour les vrais amateurs d'audio, le circuit mérite l'expérimentation, spécialement sur la fréquence de transition des deux réseaux. R3 et R4 déterminent la plage de réglage que l'on peut allonger, dans certaines limites, par l'usage de plus petites résistances. Les valeurs indiquées permettent une plage de 20 dB environ. IC1.B tamponne le signal de somme aux bornes de R15, tandis que C9 supprime toute dérive de tension et que R16 protège la sortie du tampon des effets d'une charge trop capacitive. Enfin, R17 maintient la sortie à 0 V. Le choix de l'amplificateur opérationnel quadruple n'est pas vraiment critique. Ici, on a pris le modeste



TL074, mais on peut aussi utiliser des amplificateurs à excursion totale en sortie, pour autant qu'ils soient stables au gain unitaire. Le graphique de la **figure 2**, obtenu sur notre analyseur Audio Precision, vous présente neuf courbes de réponse obtenues en mettant les deux commandes au minimum, en position médiane et au maximum. Notez que le 0 dB se réfère à la position médiane des deux potentiomètres. Nous avons dessiné pour ce projet une platine qui supporte directement les potentiomètres linéaires. Il faut deux platines pour obtenir une version stéréo. Il ne reste plus qu'à relier les connexions appropriées de la platine à un potentiomètre stéréo pour régler le volume.

(060015-1)

Ton Giesberts

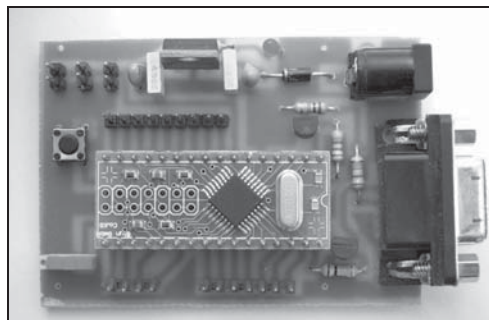
## 216 Platine de programmation pour le R8C/13

MICROPROCESSEURS

Cette platine reprend le schéma donné en page 34 du numéro d'Elektor de février 2006.

L'auteur y a ajouté une LED après le régulateur 5 V et trois petits connecteurs (masse (0 V) et +5 V, en bas à gauche) pour alimenter d'éventuelles cartes-filles. Des connecteurs sont reliés aux ports de sortie du R8C/13. La disposition des composants a été choisie afin d'assurer une manipulation facile. Les connexions sont disposées dans le haut de la platine, le bouton de *reset* et l'inter Mode dans le bas. Il a été laissé suffisamment de place de chaque côté du support du module de manière à en permettre une extraction plus aisée ne nécessitant pas d'instrument spécial.

Suivant les conseils de R8C13master sur le forum Elektor, l'auteur a opté pour un régulateur 7805. Le transistor BC558C (en haut à droite) est décalé sur la droite pour ne pas gêner les manipulations du R8C/13. Il est très aisé ainsi d'implanter le module dans le support et de l'en extraire.

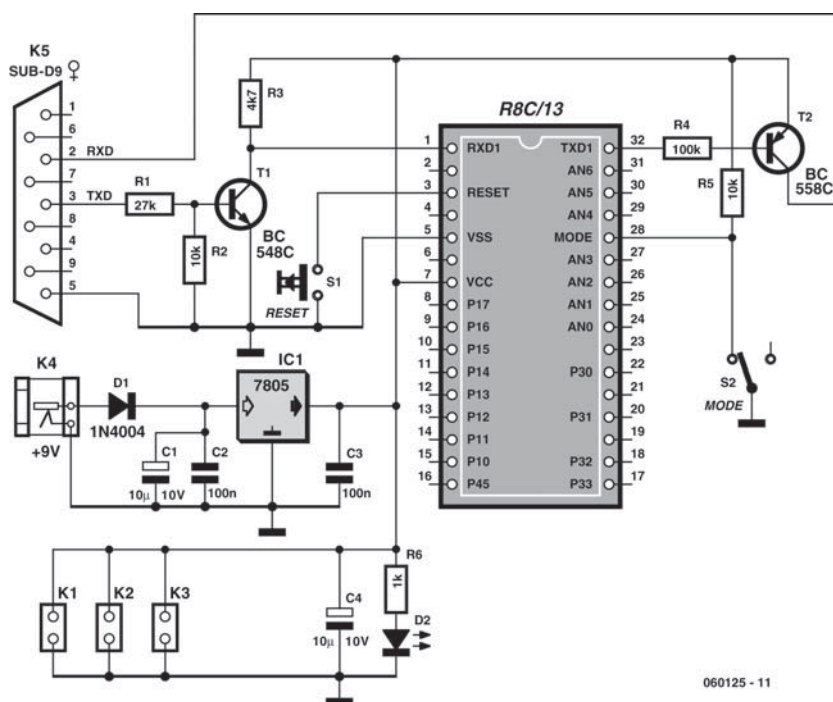


### Implantation des composants

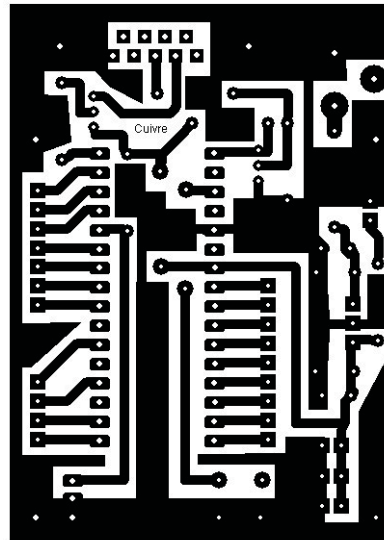
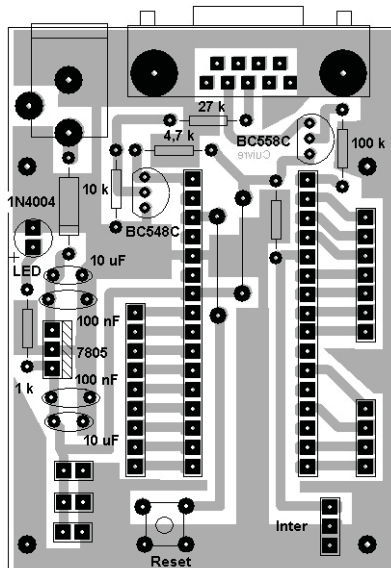
On retrouvera les caractéristiques des composants dans la liste des composants, un coup d'œil à la photo permettant de les identifier tout comme la sérigraphie d'implantation des composants ci-après.

Il ne faudra pas oublier d'implanter les deux ponts de câblage (*strap*) et la résistance R5 entre les barrettes du support pour le module R8C avant d'y enficher ce dernier.

En bas, légèrement décalé vers la gauche on trouve



060125 - 11



#### Liste des composants

##### Résistances

R1 = 27 kΩ  
R2, R5 = 10 kΩ  
R3 = 4kΩ7  
R4 = 100 kΩ  
R6 = 1 kΩ

##### Condensateurs

C1, C4 = 10 μF/10 V  
C23, C3 = 100 nF

##### Semi-conducteurs

D1 = 1N4004  
D2 = LED rouge 3 ou 5 mm

T1 = BC548C  
T2 = BC558C  
IC1 = 7805

##### Divers

S1 = bouton-poussoir (*reset*)  
S2 = inverseur à glissière au pas de 2,5 mm (programmation)  
K1 à K3 = embase autosécable à 2 contacts  
K4 = embase jack d'alimentation  
K5 = embase sub-D 9 points femelle en équerre  
Le support destiné à recevoir le module R8C prend la forme de 2 morceaux de barrette autosécable à 16 contacts tulipe

le bouton-poussoir de réinitialisation (*reset*) et à droite l'interrupteur de programmation.

Attention à l'orientation de l'interrupteur. Il est plus pratique qu'il se ferme vers le bas. Un test au contrôleur universel permet d'éviter une erreur de sens. Vérification identique pour le bouton de réinitialisation. Vérifiez par test qu'il est bien ouvert au repos avant de le souder dans le bon sens.

Les connecteurs reliés au R8C sont mâles mais rien n'empêche de mettre des connecteurs femelles, toutefois les connecteurs mâles semblent plus solides. Pour le support du R8C, prendre de la barrette sécable.

Le typon et la sérigraphie rudimentaire (format Proteus) sont disponibles sur la page de l'auteur consa-

cré à ce montage, ensemble intégré à la rubrique R8C d'Elektor :

[www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=116](http://www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=116).

Nous vous les proposons ici sous forme quelque peu différente de ce à quoi vous êtes habitués, mais ils sont parfaitement fonctionnels pour la réalisation d'une platine.

Sur Internet, ce dessin est en miroir de sorte que l'encre vient au contact du cuivre, ce qui est préférable lors de l'insolation aux UV. Si vous utilisez le dessin du magazine, il vous faudra le mettre en miroir pour obtenir le même résultat. L'auteur utilise une imprimante à jet d'encre et superpose trois transparents les uns sur les autres.

Pour utiliser cette platine, il suffit de placer le R8C/13 sur son support, en veillant à ce que le

Listage du programme `toggle_all.mot`

```

#include "sfr_r813.h"
long t;
void main(void)
{
    /*-- Change on-chip oscillator clock to Main clock --*/
    prc0 = 1;          /* Protect off */
    cm13 = 1;          /* Xin Xout */
    cm15 = 1;          /* XCIN-XCOUT drive capacity select bit: HIGH */
    cm05 = 0;          /* Xin on */
    cm16 = 0;          /* Main clock = No division mode */
    cm17 = 0;
    cm06 = 0;          /* CM16 and CM17 enable */
    asm("nop");        /* Waiting for stable of oscillation */
    asm("nop");
    asm("nop");
    ocd2 = 0;          /* Main clock change */
    prc0 = 0;          /* Protect on */
    prc2 = 1;          /* Protect off to write on pd0 */
    pd0 = 0xFE;        /* bits 1 à 7 sur p0. an0 = p0_7, an1 = p0_6...
                        an6 = p0_1. p0_0 is not present in the device */
    pd1 = 0xFF;        /* Set Ports be used for output*/
    pd3 = 0x0F;        /* just p3_0 ... p3_3
    pd4 = 0x20;        /* just p4_5

    while (1)          /* Loop */
    {
        p0 = 0xFE;
        p1 = 0xFF;
        p3 = 0x0F;
        p4_5 = 0x01;
        for (t=0; t<50000; t++);
        p0 = 0x00;
        p1 = 0x00;
        p3 = 0x00;
        p4_5 = 0x00;
        for (t=0; t<50000; t++);
    }
}

```

quartz soit tourné vers l'embase RS-232 comme sur la photo. Reliez le cordon RS-232 à l'ordinateur et appliquez ensuite la tension d'alimentation (adaptateur fournissant entre 9 et 12 V).

### Test de la platine

Pour tester la platine, chargez sur [www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=116](http://www.elektor.fr/Default.aspx?tabid=116) le programme `toggle_all.mot` ou compilez le programme ci-dessus dont le rôle est de faire clignoter tous les ports du R8C/13.

Vous voici équipé pour mieux découvrir les possibilités du module R8C/13 et envisager depuis cette configuration minimum des développements d'envergure.

### La programmation

Pour programmer le module, il suffit de placer l'interrupteur S2 vers le bas et effectuer une réinitialisation.

Démarrez *FDT Simple interface*. Au menu dans option, cochez *Autodisconnect* et *Erase device before program*.

Chargez `toggle_all.mot` et cliquez sur *Program flash*.

Après confirmation de la programmation, ramenez l'inter vers le haut et refaites une initialisation par action sur S1 (*reset*). À l'aide d'une LED et d'une résistance de 1 kΩ en série, vérifiez une à une les sorties du module R8C. Si l'une d'entre elles ne produit pas le clignotement de la LED, il faudra vérifier les soudures.

L'auteur, qui a contribué à une série de pages de la section consacrée au R8C sur le site Elektor, possède son propre site Internet à l'adresse :

[http://perso.wanadoo.fr/asnora/R8C/platine\\_de\\_programmation.htm](http://perso.wanadoo.fr/asnora/R8C/platine_de_programmation.htm)

(060125-1)

Jean Brunet



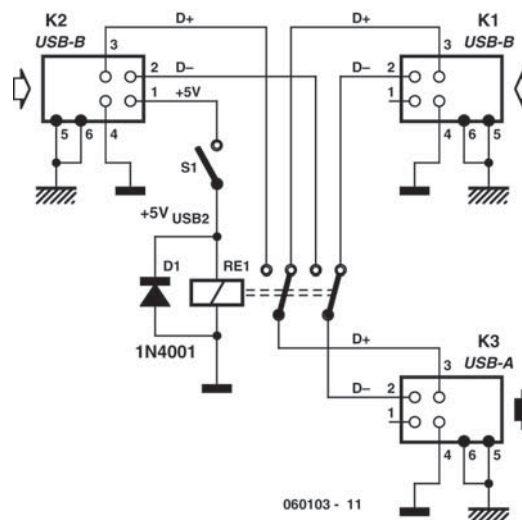
## 217 Commutateur USB pour imprimantes

MICRO-INFORMATIQUE

Ce circuit commute la connexion USB d'une imprimante d'un PC à un ordinateur portable. Il fallait trouver une méthode pour utiliser occasionnellement une imprimante raccordée la plupart du temps à un PC avec un ordinateur portable. Le circuit commute automatiquement la connexion USB, donc inutile de déconnecter l'imprimante du PC pour la raccorder à l'ordinateur portable.

K1 et K2 sont des prises standard USB type B, K3 est une prise USB type A. Le câble USB de l'ordinateur portable est enfilé dans K2, le câble USB du PC dans K1. Un câble USB raccorde l'imprimante à ce circuit par K3. Le câble du PC est toujours raccordé, mais celui de l'ordinateur portable n'est raccordé que lorsque cet appareil doit imprimer.

L'ordinateur portable n'est pas raccordé à K2 en temps normal ; le signal USB destiné à l'imprimante est transmis par le PC à K1. Il passe de là aux contacts de repos du relais RE1, à K3, puis à l'imprimante. Si l'ordinateur portable est raccordé, le signal 5 V de son port USB commute le relais RE1 à la connexion K2, donc à l'ordinateur portable. La déconnexion de l'ordinateur portable rend la commande de l'imprimante au PC. Le circuit a été testé avec une imprimante conforme à USB 1.1, ainsi qu'avec un PC et un ordinateur portable équipés de ports USB 2.0 haute vitesse. Les pistes de la carte pour D+ et D- devraient, autant que possible,



être très courtes et de même longueur. Le relais doivent être de type basse puissance (5 V à courant de bobine < 100 mA) avec deux contacts inverseurs (*changeover, c/o*).

Le commutateur S1 n'est requis que si les deux ordinateurs entre lesquels choisir sont raccordés en permanence au circuit. Le commutateur permet de choisir l'ordinateur ayant accès à l'imprimante.

(060103-1)

Liam Maskey

## 218 Ventilateur silencieux

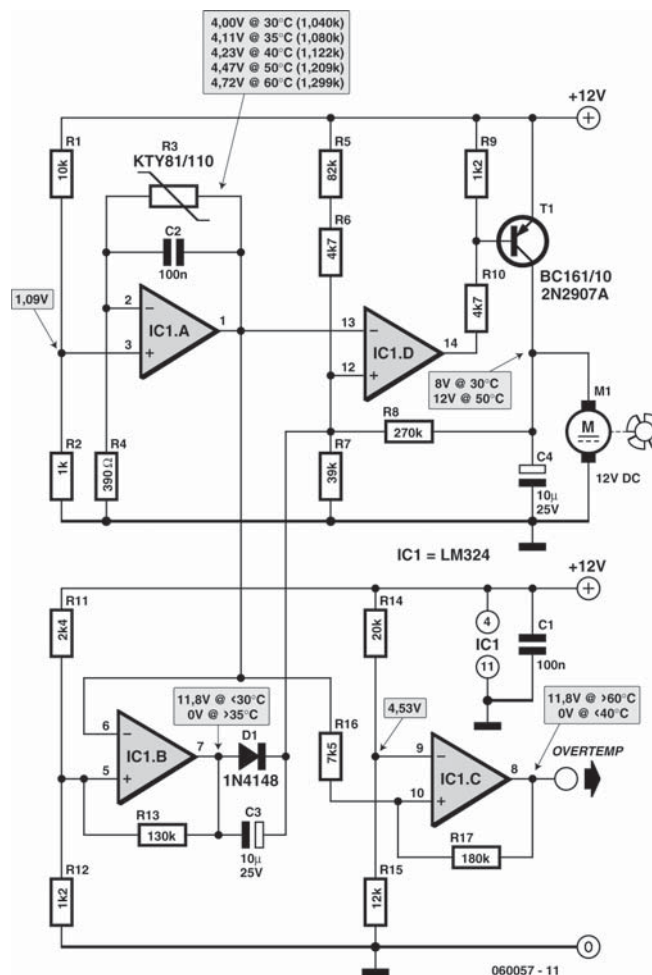
DIVERS

Qui dit production de chaleur dit refroidissement. L'une des solutions les plus efficaces est d'utiliser un ventilateur mais bien rares sont les ventilateurs parfaitement silencieux. Comme il n'est pratiquement jamais nécessaire, pour des raisons thermiques, de faire fonctionner un ventilateur en permanence, il est judicieux de réaliser un pilotage du régime de rotation du ventilateur en fonction de la température du radiateur et lorsque ce dernier se trouve à la température ambiante, de couper purement et simplement le ventilateur. C'est exactement la fonction que remplit le montage décrit ici qui d'ailleurs peut encore en faire plus. Le capteur de température prend la forme d'un KTY81-110 au

prix abordable pris dans la contre-réaction d'un étage à amplificateur opérationnel. La tension variant avec la température appliquée à l'entrée non-inverseuse de l'ampli op IC1.A produit à sa sortie (broche 1) une variation de la tension qui passe de 4 V à 30 °C à 4,27 V à 60 °C. Le second étage, IC1.D convertit cette variation de tension relativement faible, et qui de plus est gênée par un offset « mal à propos », en une tension d'alimentation pour le ventilateur, tension qui varie entre 8 et 12 V. Le 3<sup>e</sup> amplificateur opérationnel travaille en comparateur. À la température ambiante, sa sortie se trouve tout près de 12 V forçant à ce même niveau la sortie du second étage. Le transistor T1

bloque. Si la température monte au-delà de 35 °C, le comparateur bascule. La diode D1 bloque et le circuit de régulation peut entrer en fonction. L'hystérésis du comparateur a été choisie de telle façon qu'il rebascule lorsque la température est retombée à 30 °C, coupant ainsi le ventilateur. La fonction du condensateur C3 est de faire en sorte qu'à la mise en fonction du ventilateur, ce dernier se voit appliquer la totalité de la tension d'alimentation pendant de l'ordre de 0,7 s, ce qui garantit une mise en route certaine de son moteur.

Le 4<sup>e</sup> ampli op du LM324, IC1.C, sert à créer une indication de surchauffe. Cette option est vitale lorsque le ventilateur n'est pas en mesure, bien qu'il tourne à plein régime, de dissiper la chaleur ou encore qu'en raison d'une panne il ne puisse pas atteindre sa vitesse de rotation maximale. Cet ampli op est lui aussi monté en comparateur. Si le capteur atteint une température de 60 °C, la sortie de IC1.C passe au niveau haut (près de 12 V). Ce n'est qu'après que la température ait chuté à 40 °C que la sortie repasse au niveau bas (proche de 0 V). On peut connecter à la sortie (broche 8) une LED (dotée de sa résistance de limitation de courant). Autre possibilité, un transistor qui attaquerait un relais. Le montage possède une précision suffisante sans nécessiter de réglage, à condition que l'on utilise des résistances à film métallique d'une tolérance de 1%. Certaines des valeurs mentionnées font partie de la série E24.



C'est la tension d'alimentation qui fait office de tension de référence de l'ensemble. Il faudra donc veiller à ce qu'elle soit régulée (un régulateur de tension du 7812 fait parfaitement l'affaire).

(060057-1)

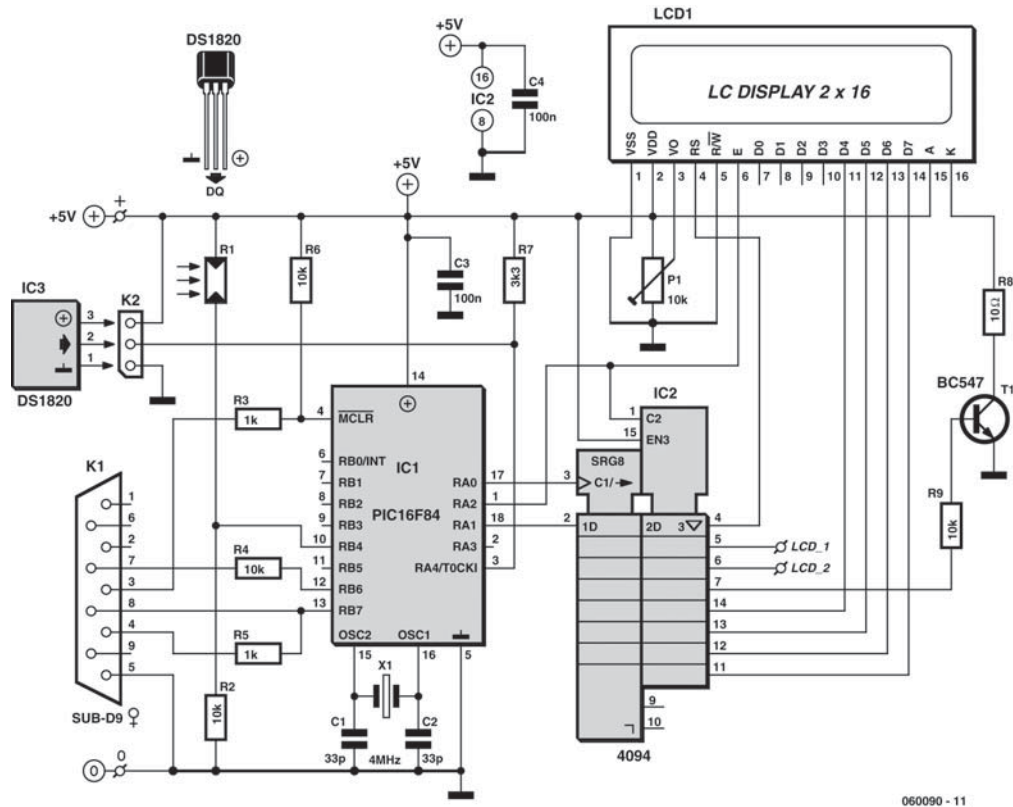
Rainer Reusch

## 219 Thermomètre 1-Wire avec LCD

MESURE & TEST

Bien qu'il soit possible de nos jours de trouver un thermomètre numérique précis pour quelques euros, en faire un soi-même reste un exercice excitant et surtout très instructif. L'objectif avoué du montage décrit ici est d'aider le lecteur à se débrouiller avec un processeur PIC du type

PIC16F84 (cf. [www.microchip.com](http://www.microchip.com)), le capteur de température à protocole 1-Wire DS1820 (cf. [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)), un affichage LCD (2 × 16 caractères, compatible HD44780) et un détecteur de luminosité à base de photorésistance (LDR) chargé de déterminer s'il faut mettre le rétro-

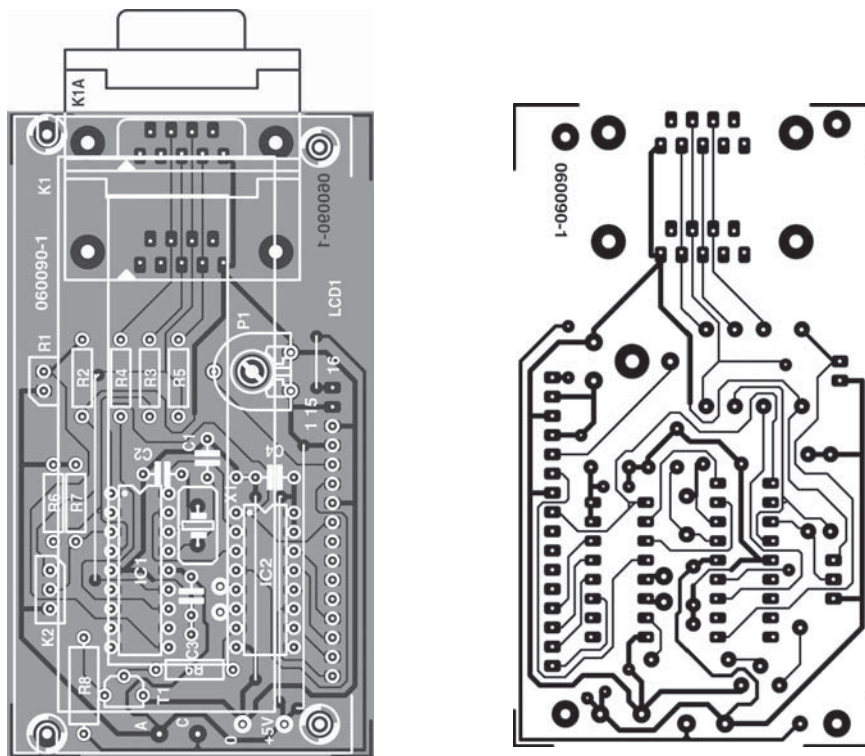


éclairage de l'affichage LCD en fonction ou non. Le montage comporte en outre un connecteur sub-D à 9 contacts lui permettant d'entrer en contact avec un PC par le biais d'un port COM et d'effectuer une programmation du contrôleur.

Le quartz X1 épaulé par la paire de condensateurs classiques C1 et C2 cadence le processeur PIC à une fréquence de 4 MHz ce qui fait que chacune des instructions du programme dure très exactement 1  $\mu$ s. Cette valeur tombe à pic pour garantir la chronologie du programme (à télécharger gratuitement depuis notre site (référence EPS060090-11.zip)). Souhaitant disposer d'une possibilité de programmer le processeur, IC1, directement depuis un PC, nous avons prévu, sous la forme des résistances R3 à R5 et K1, l'interface requise. R1, une photorésistance quelconque, et R2 constituent un diviseur de tension qui applique, en fonction du niveau de la luminosité ambiante, un « 0 » ou un « 1 » à l'entrée RB4 de IC1. IC3 est le capteur de température ; sa ligne de données attaque la ligne de port RA4 de IC1. A noter que cette ligne RA4 est la seule broche à collecteur ouvert dont soit doté le microcontrôleur

et c'est précisément ce dont nous avons besoin pour la ligne de données 1-Wire. R7 est la résistance de forçage (*pull-up*) qui, au « repos », force la ligne de données au niveau haut.

La partie droite de l'électronique sert à la visualisation de la température. De manière à limiter le nombre de lignes allant vers le processeur, nous pilotons l'affichage LCD par le biais du convertisseur sériel/parallèle intégré dans IC2. La commande proprement dite de l'affichage se fait en mode 4 bits (DB4 à DB7). Il nous faut en outre pourvoir RS (*Register Select*) et le rétroéclairage des signaux requis. IC2 convertit les 8 bits sériels qui lui sont fournis par IC1 en 8 bits parallèles. Le flanc montant du signal d'échantillonnage (*Strobe*) en provenance de RA2 donne à IC2 l'ordre de placer sur les sorties les 8 bits reçus juste auparavant, le flanc descendant les envoyant, par le biais de l'entrée de validation E (*Enable*) de l'afficheur, vers l'affichage de ce dernier. Comme il ne nous faut que 6 des 8 bits, il existe des possibilités d'extension au niveau des sorties LCD\_1 et LCD\_2, pour l'adjonction, par exemple, d'un résonateur piézo ou d'une LED. R9,



### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 1 M $\Omega$   
 R1 = LDR (modèle miniature)  
 R2,R4,R6,R9= 10 k $\Omega$   
 R3,R5 = 1 k $\Omega$   
 R7 = 3k $\Omega$ 3  
 R8 = 10  $\Omega$   
 P1 = ajustable 10 k $\Omega$  horizontal

#### Condensateurs

C1,C2 = 33 pF  
 C3,C4 = 100 nF

#### Semi-conducteurs

T1 = BC547  
 IC1 = PIC16F84A-04CP (programmé EPS060090-41)  
 IC2 = 4094  
 IC3 = DS1820, DS18S20  
 LCD = affichage LCD alphanumérique 2  $\times$  16 car. compatible 44780

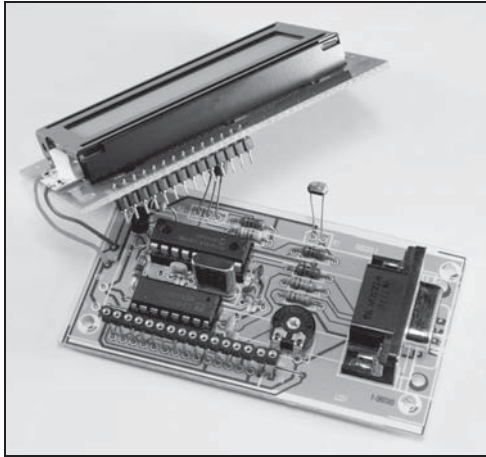
#### Divers

K1 = embase sub-D femelle à 9 contacts en équerre encartable  
 K2 = embase autosécable SIL à 1 rangée de 3 contacts  
 X1 = quartz 4 MHz, cap par. 32 pF, HC49  
 5 ponts de câblage  
 Platine 060090-1\*\*\*  
 0600900-11.zip gratuit (code source et .hex)

T1 et R8 fournissent, en fonction de la sortie Q3 (broche 7) de IC2, un courant compris entre 100 et 200 mA à l'intention du rétroéclairage de l'afficheur. P1 permet d'en régler le contraste en fonction des besoins.

Le programme nécessaire est écrit en assembleur. Si vous voulez le modifier il vous faudra télécharger depuis le site de Microchip ([www.microchip.com](http://www.microchip.com)) l'environnement de développement

MPLAB. Commencez, après avoir lancé MPLAB, par définir un projet et charger dans ce projet le code source disponible sur le site Elektor (le fichier .ASM). Après avoir effectué les modifications souhaitées, vous créez une image .HEX en cliquant sur l'icône « Build ». Vous pouvez ensuite utiliser le programme gratuit NTPICPROG.EXE de Andreas Hansson ([www.geocities.com/CapeCanaveral/7706/ntpicprog.zip](http://www.geocities.com/CapeCanaveral/7706/ntpicprog.zip)) pour programmer le



fichier **.HEX** dans le PIC au travers du port COM du PC. La ligne d'alimentation de 5 V doit rester connectée tout au long de la programmation. Ne programmez pas le PIC à l'aide d'un PC portable mais avec un PC de bureau sachant que les niveaux de tension sur un port COM de « notebook » se situent souvent à 5, voire 3 V et qu'il nous faut 10 V pour la programmation. N'utilisez pas non plus de convertisseur USB/RS-232, car bien souvent ce type d'accessoire fait une véritable salade de la chronologie des signaux.

Une fois que vous avez réalisé un ensemble fonctionnel, la voie vous est grande ouverte vers d'autres applications.

La réalisation proprement dite du montage est, grâce au dessin des pistes proposé, l'affaire de quelques minutes. Commencez par implanter les ponts de câblage, ceci vous évitera d'avoir à vous poser la question de savoir si vous les avez implantés ou non.

Si vous ne souhaitez pas (ou n'avez pas les moyens de) programmer le PIC vous-même, vous pouvez l'obtenir tout programmé auprès des adresses habituelles sous la dénomination EPS060090-41. L'alimentation se contente d'une tension de 5 V (100 mA, il n'en faut pas plus). Attention, le circuit n'est pas protégé contre une inversion malencontreuse de polarité de la tension d'alimentation et/ou contre une tension d'alimentation trop élevée !

#### Bits de configuration du PIC16F84

Oscillator XT (01)	PWRTE on (0)
WDTE off (0)	CP off (1) (all bits)

(060090-1)

Heino Peters

## 220 Pilote à FET pour microprocesseur

### MICROPROCESSEURS

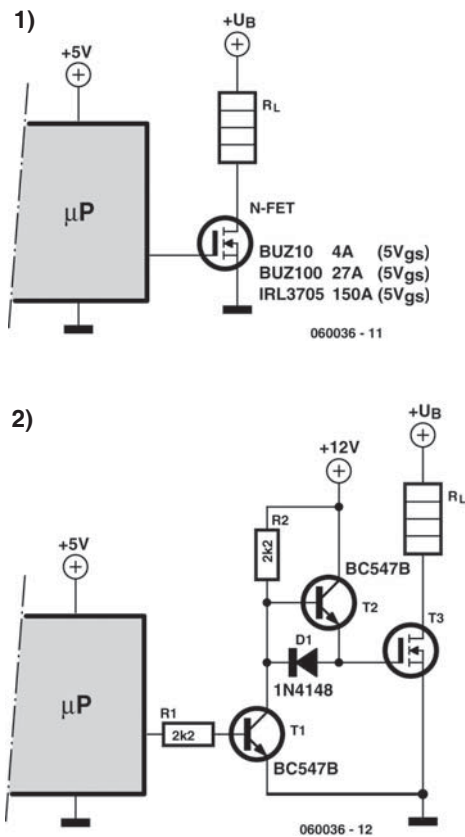
Les entrées/sorties (E/S) des microprocesseurs modernes sont capables de faire circuler des courants relativement forts. La plupart d'entre elles peuvent fournir (délivrer à partir de l'alimentation) ou attirer (évacuer vers la masse) 20 mA sans difficulté. Cela suffit à commander sans intermédiaire une LED ou même un FET (transistor à effet de champ) de puissance. Il suffit d'en relier directement la grille à la sortie du microprocesseur, comme à la **figure 1**. En revanche, faire attaquer en direct un FET par un pilote moins puissant, comme la logique classique de la série 4000, n'est pas une bonne idée. Le FET ne pourrait alors que commuter très lentement. Il faut savoir qu'un FET de puissance peut avoir une capacité d'entrée de plusieurs nF (nano-farad). Ce condensateur doit être chargé et déchargé par la sortie du microprocesseur. Pour s'en faire une idée, voyons quelques chiffres. En charge comme en décharge, le temps nécessaire

vaut approximativement

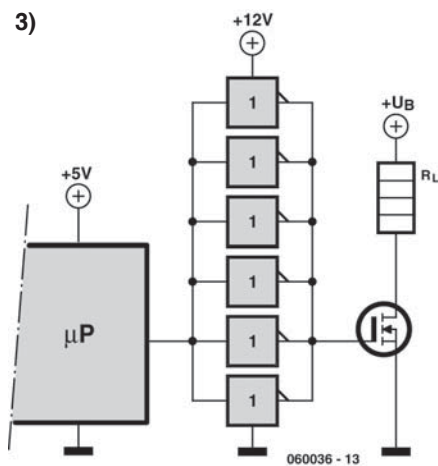
$$V \cdot C/I = 5 \text{ V} \cdot 2 \cdot 10^{-9} / (20 \cdot 10^{-3}) = 0,5 \mu\text{s}.$$

Pas très rapide, d'accord, mais un délai souvent acceptable, semble-t-il... Or, tout FET n'en est pourtant pas capable, en réalité. La plupart d'entre eux, avec une tension sur la grille de 5 V ne peuvent commuter que quelques ampères. Les FET dits « logiques » le font mieux, parce qu'ils sont rendus capables de travailler sous des tensions de grille plus basses. Pensez-y donc au moment d'acheter un FET. De nombreux microprocesseurs modernes fonctionnent à plein régime avec à peine 3,3 V d'alimentation, ce qui n'est pas non plus de nature à aider un FET logique. La solution consiste à lui fournir une tension de grille plus haute, mais il y faudra un peu de matériel supplémentaire, comme par exemple celui de la **figure 2**. Le microprocesseur commande T1 à travers une résistance qui limite le courant de base. T1 passe en conduction et





forme avec D1 un chemin à très basse résistance vers la masse, par lequel la grille se décharge vite. Quand T1 bloque, sa tension de collecteur s'élève rapidement à 12 V, parce que D1 bloque et la capacité de la grille ne peut donc influencer le processus. La grille est effectivement reliée à ce point par l'émetteur suiveur T2 qui fait en sorte que la grille arrive vite et sous basse résistance à proximité des 12 V. L'exemple montre une tension de 12 V, mais elle peut être assez différente. Avec une limite malgré tout, parce que si vous envisagez de travail-



ler sous 24 V, par exemple, il faut se souvenir que la plupart des FET ne tolèrent pas davantage que 15 ou 20 V sur la grille. Nous avons évoqué la série 4000 et sa faible tenue en courant. Il existe deux exceptions : le 4049 et le 4050, qui sont des tampons et peuvent traiter des courants supérieurs (environ 4 mA comme source et 16 mA comme drain vers la masse). En outre, ils peuvent travailler jusqu'à 18 V. On peut aussi les brancher en parallèle les uns sur les autres, de quoi former un excellent pilote de FET (cf. **figure 3**). Si vous branchez en parallèle les six portes (d'une même puce !) elles pourront constituer facilement une source de 20 mA. Cela semble la solution idéale, mais ici aussi, il y a un piège. En fait, ces portes ne voient un « 1 » logique à l'entrée que si la tension y atteint au moins les 2/3 de la tension d'alimentation. En pratique, il est souvent possible de trouver un arrangement. Un système à microprocesseur sous 5 V peut certainement entraîner un 4049 sous 9 V, mais pour 12 V, cela devient problématique !

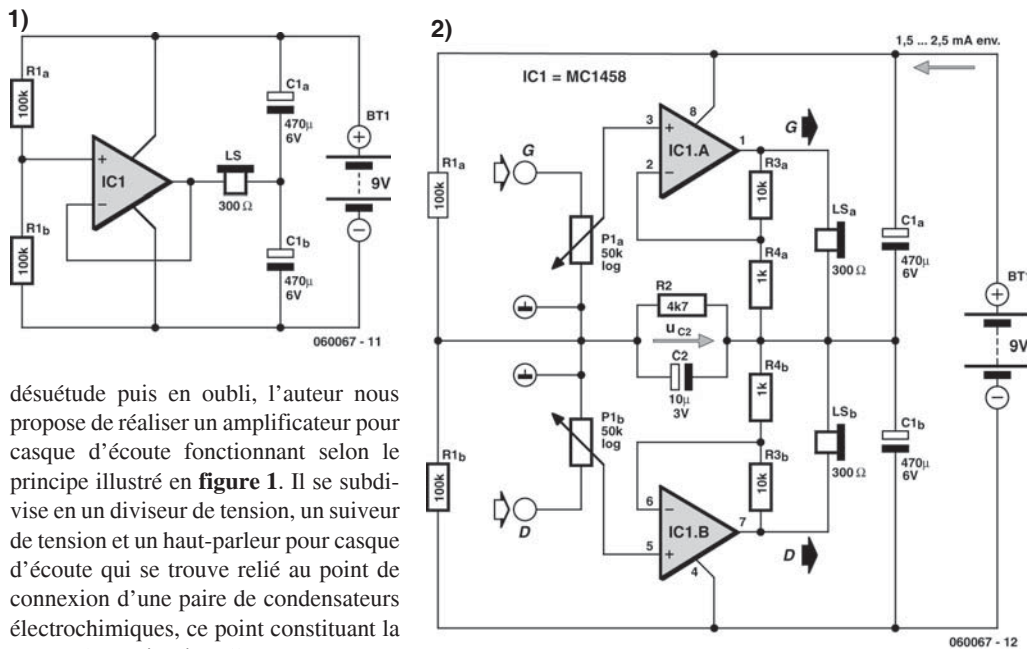
(060036-1)

## 221 Ampli audio à couplage CC

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

On ne trouve plus guère de projets d'amplificateurs audio à couplage en continu de la charge et alimentation asymétrique, et ceci est bien dommage en raison de certains des avantages qu'ils présentent : plus nécessaire de se compliquer la vie avec la complexité d'une seconde tension d'alimentation

(symétrique), de plus, ils ont un bon comportement en amplitude et en phase. On peut en outre se passer de condensateurs électrochimiques servant à la régulation de la tension, les *plops* de mise sous tension étant eux aussi sensiblement plus « civilisés ». Pour éviter que ce principe de circuit ne tombe en



désuétude puis en oubli, l'auteur nous propose de réaliser un amplificateur pour casque d'écoute fonctionnant selon le principe illustré en **figure 1**. Il se subdivise en un diviseur de tension, un suiveur de tension et un haut-parleur pour casque d'écoute qui se trouve relié au point de connexion d'une paire de condensateurs électrochimiques, ce point constituant la masse de sortie virtuelle. Vous n'aurez pas manqué de constater que l'on a en ce point la moitié de la tension d'alimentation. Il ne reste plus qu'à assurer le couplage de façon correcte du signal audio à amplifier. La **figure 2** vous propose un modèle réalisable de ce principe sous forme d'amplificateur pour casque d'écoute stéréo. L'amplificateur proprement dit prend la forme de IC1 entouré par P1, R3 et R4 (gain de 11×). Cette partie du circuit ne requiert pas d'explications additionnelles. Il en va de même pour le diviseur de tension de type archiconnu que constituent R1a/R1b. On a découplage du signal au niveau du potentiomètre. La paire C2/R2 est chargée d'une fonction spéciale. C2 relie à la masse virtuelle les bornes inférieures des potentiomètres (la masse du signal d'entrée) pour le signal audio. Le condensateur introduit cependant un nouveau trajet de contre-réaction qui peut, dans certains cas, produire l'entrée en oscillation de l'amplificateur. C'est donc à R2 d'amortir ces velléités de mise en oscillation.

Il est possible de calculer mathématiquement les valeurs à donner à ces deux composants, mais il est préférable de les déterminer de façon expérimentale. C2 devra avoir une capacité telle que les champs électriques présents dans la pièce ne produisent pas de ronflement inacceptable à la sortie. R2 devra avoir une valeur telle, lors de la mise sous tension de l'amplificateur, la tension au point de masse virtuelle s'établisse à une vitesse suffisante. La polarité du condensateur électrochimique n'a aucune importance vu qu'il n'existe pas de tension digne de ce nom aux bornes du petit réseau. On pourra tenter un pontage de C2/R2 et vérifier à l'oscilloscope le comportement de l'amplificateur. En fonction de l'importance des asymétries présentées par le circuit il peut se faire que l'établissement de la masse virtuelle prenne un certain temps (pour ne pas dire un temps certain...).

(060067-1)

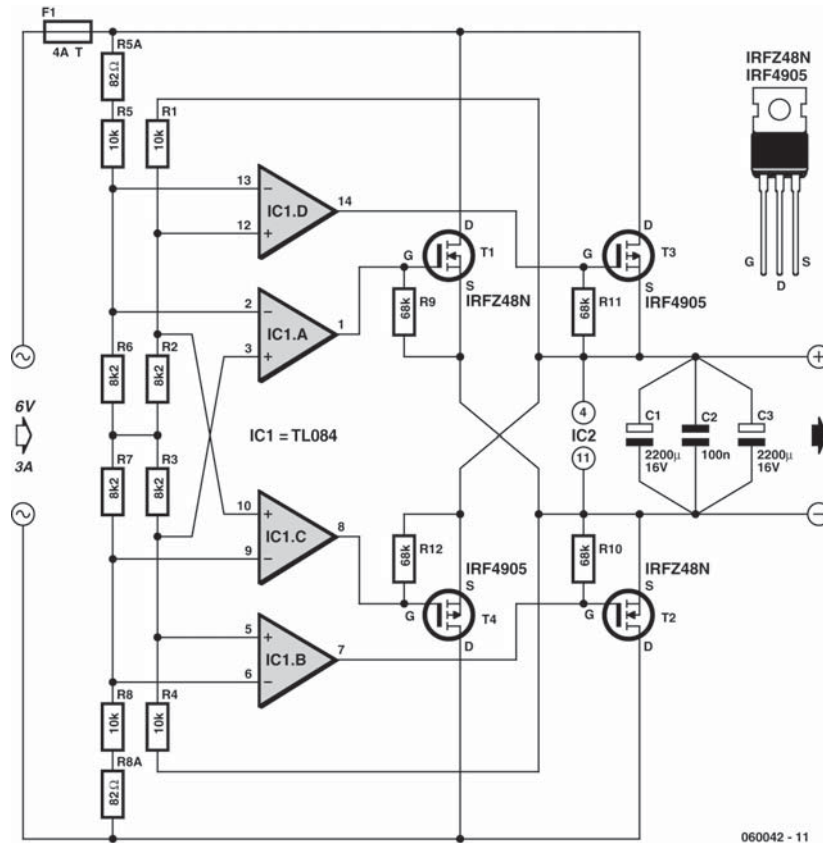
Peter Bitzer

## 222 Redresseur en pont à FETMOS de puissance

ALIMENTATIONS & CHARGEURS

C'est tout particulièrement lors du redressement de tensions faibles que le pont de redressement peut entraîner des pertes importantes. On a vite fait de perdre 1,5 V et dans le cas d'une tension d'entrée de 6 V cela représente une perte de 25% ! L'utilisa-

tion de diodes Schottky permet de réduire de moitié ces pertes, mais un électronicien qui se respecte tient à trouver un redressement n'entraînant (pratiquement) pas de pertes. C'est ce que permet un redressement synchrone. Ce que nous avons en tête



est de remplacer le pont de redressement par un système actif à découpage. Le principe est simple : dès que la valeur instantanée de la tension alternative en entrée dépasse la tension de sortie redressée, on a entrée en conduction d'un FETMOS qui permet le passage vers la sortie de la tension d'entrée. Comme nous voulons disposer d'un redressement double alternance il va nous falloir, au lieu des quatre diodes classiques d'un pont de redressement, quatre transistors FET. Les résistances R1 à R4 effectuent une division de la tension redressée, R5 à R8 faisant de même en ce qui concerne la tension alternative en entrée. Dès que la tension d'entrée dépasse légèrement la tension redressée, IC1.D fait entrer le FETMOS T3 en conduction. Tout comme c'est le cas avec un pont de redressement classique, il faut que le FETMOS se trouvant en diagonale de T3 entre lui aussi en conduction au même instant. C'est là la tâche de IC1.B. Lors de la période suivante la polarité de la tension alternative est inversée de 180° et c'est au tour de IC1.C et de IC1.A de mettre respectivement T4 et T1 en conduction. Comme on

peut le constater, le diviseur de tension n'est pas totalement symétrique. La tension d'entrée subit une atténuation légèrement plus importante, ce qui se traduit par un léger retard à l'entrée en fonction des FET. Cette option est préférable à une légère « avance » à l'entrée en conduction car ceci se traduirait par des pertes. On utilisera, pour le diviseur de tension, des résistances de 1% ou, si tant est que vous en trouviez, des résistances à tolérance de 0,1%. Le circuit de commande à base de TL084 est alimenté par la tension redressée de sorte qu'il n'est pas nécessaire de disposer de tension d'alimentation additionnelle. On peut bien évidemment se poser la question de savoir si une telle option est utilisable. En l'absence de tension le redressement ne fonctionne pas de sorte que l'on n'aura jamais de tension... Nous avons de la chance de ce côté-là. Tous les FET comportent, dans leur structure interne, une diode que nous avons représentée ici en pointillés. Et c'est grâce à elle que le circuit démarre (avec des pertes il est vrai) ! Le choix des FET utilisé n'a rien de critique. On pourra

utiliser tous les FET dont on dispose, mais il est un certain nombre de points auxquels il faut veiller : plus la résistance interne est faible, plus les pertes le sont aussi. On trouve aujourd'hui des résistances de 50 à 20 mΩ. Ce type de FET peuvent supporter des courants pouvant aller jusqu'à de l'ordre de 50 A. Cela peut sembler beaucoup, mais un courant moyen de 5 A produit aisément des crêtes de 50 A dans les FET. Le IRFZ48N (55 V/64 A, 16 mΩ) suggéré par l'auteur n'est plus produit, mais il n'est

pas impossible que vous puissiez encore vous le procurer, sinon il vous faudra opter pour un type de FET différent. Le IRF4905 par exemple supporte 55 V et 74 A, sa résistance interne est de 20 mΩ. Dans le cas de tensions supérieures à 6 V il est préférable d'opter pour des valeurs plus importantes des quatre résistances de 8 kΩ : pour 9 V on prendra des 15 kΩ par exemple et des 22 kΩ pour 12 V.

(060042-1)

Wolfgang Schubert

## 223 Condensateur de Miller

DIVERS

Il y a des circuits amplificateurs dans lesquels une capacité est présente entre la sortie et l'entrée. Si le gain est positif, il se peut que des oscillations se manifestent. Mais si le gain est négatif, c'est un autre effet qui se produit. Nous pouvons le déduire du circuit théorique suivant. Un amplificateur dont la résistance de sortie est négligeable, celle d'entrée est infiniment grande et dont le gain vaut  $A$  subit la contre-réaction d'un condensateur  $C$ , comme à la **figure 1**. Le coefficient d'amplification  $A$  est négatif. On a dessiné le courant d'entrée  $I$ , la tension d'entrée  $U$  et la tension de sortie  $U_o$ . Le courant d'entrée  $I$  est égal à  $I_c$  et la tension d'entrée  $U$  est égale à  $U_c + U_o$ . De nouveau,  $U_o$  est égal à  $A \cdot U$ . Il en ressort que :

$$U_c = U - U_o = U \cdot (1 - A).$$

Exprimons dans la formule que le courant à travers un condensateur est de  $I_c = C \cdot (dU_c/dt)$ , ce qui donne :

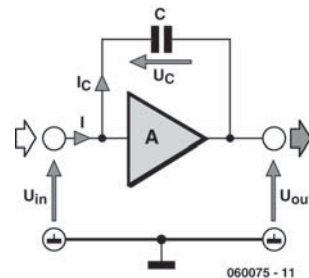
$$I = C \cdot \frac{dU(1 - A)}{dt}$$

que nous pouvons récrire :

$$I = (1 - A) \cdot C \cdot \frac{dU}{dt}$$

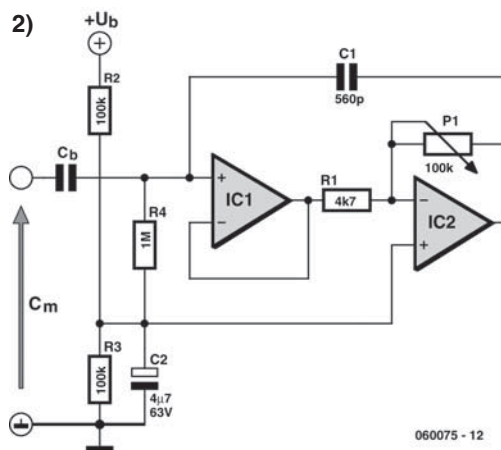
Nous voyons à présent que la relation entre  $I$  et  $C$  détermine le gain. Alors,  $C$  semble être devenu plus grand d'un facteur  $(1 - A)$ , mais attention, comme  $A$  est négatif, on peut parler d'un facteur d'accroissement de  $(1 + A)$ . C'est ce que l'on appelle l'effet Miller. La capacité apparemment plus grande prend le nom de capacité de Miller. Lors de la conception d'amplificateurs de signal, il faut tenir compte de cette capacité. Nous pouvons aussi utiliser différemment cet effet Miller. Si nous rendons  $A$  variable, par exemple avec une résistance réglable, nous créons un condensateur variable. Voici, à la

1)



**figure 2**, un exemple de pareil circuit.  $C_m$  est le condensateur apparent entre l'entrée du circuit et la masse. Si nous branchons à l'entrée, à travers une résistance en série, un générateur de signal et que nous observons la tension d'entrée à l'aide d'un oscilloscope, nous déterminerons aisément la fréquence du pôle. L'amplificateur opérationnel à JFET A1 est nécessaire pour empêcher que  $R1$  en parallèle sur  $C_m$  n'influence la position du pôle. C'est A2 qui constitue l'amplificateur (inverseur) proprement dit. Le gain de A2 vaut  $P1/R1$ .  $C$  est le condensateur artificiellement gonflé. Les autres composants assurent simplement la détermination du point de fonctionnement du circuit. Le condensateur  $C_b$  bloque une éventuelle composante continue et doit être relativement grand, par exemple  $25 \times$  la valeur maximale de  $C_m$ . Les résultats de mesure le confirment,  $C_m$  est effectivement égal à  $(1 + P/R1) \cdot C$ . Nous pouvons, avec le potentiomètre, faire varier  $C_m$  entre 560 pF et 12 nF environ. Comme c'est souvent le cas en pratique, il y a ici aussi des limitations. Le signal d'entrée ne peut pas être trop fort, sinon la tension alternative sur  $C_m$  ne pourra pas suivre. À la valeur maximale de  $C_m$ , le gain de A2 est d'environ  $20 \times$ . La valeur pointe de pointe de la tension d'entrée ne peut certainement

pas dépasser  $1/20^e$  de la tension d'alimentation. En petits signaux, le circuit fonctionne toujours convenablement, pour peu que la fréquence ne devienne pas trop haute. Pour A1, nous avons choisi un LF356 et pour A2, un TL081. Ils sont principalement destinés aux fréquences qui ne dépassent pas les 100 kHz. Mais des amplificateurs opérationnels rapides à JFET peuvent vraiment étendre la plage de fréquence jusque dans le domaine HF. Si l'on se limite aux applications à basse fréquence, on peut aussi utiliser pour A1 et A2 un amplificateur opérationnel double comme le TL082. La valeur du condensateur C, il faut l'adapter au circuit choisi. Avec des amplificateurs opérationnels du type AD8099 et un condensateur C de 22 pF, on peut réaliser un condensateur variable de 22 à 440 pF utilisable jusqu'à 30 MHz. L'autre possibilité, une diode varicap dont on pourrait modifier la capacité d'un facteur 20, voire plus, si elle existe, elle est rare ! Parmi les autres applications de ce circuit,



citons les filtres LC variables pour les applications audio.

(060075-1)

Gert Baars

## 224 LCD graphique 84×48 pixels

MICROPROCESSEURS

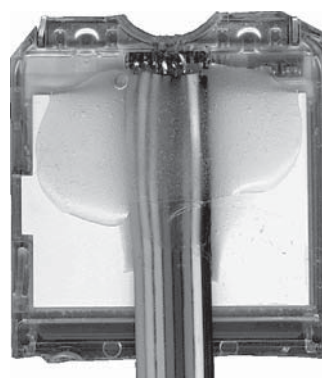


### Pour quelques euros seulement !

Les afficheurs alphanumériques (x lignes de n caractères) sont très populaires. De coût raisonnable, ils sont assez faciles à mettre en œuvre. Nous vous proposons cependant de les remplacer par un LCD qui les surpasse en tous points :

- ♦ Il est graphique (84 × 48 pixels),
- ♦ Permet d'afficher jusqu'à 6 lignes de 14 caractères (matrice 8 × 5)
- ♦ À chacun de créer sa propre police de caractères,
- ♦ Il est facile à piloter (liaison série synchrone à 5 fils)
- ♦ Possède un contraste incroyable

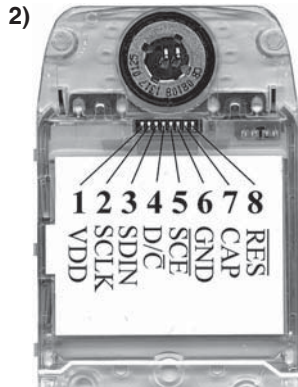
1)



- ♦ Ne consomme que 110 mA sous 3,3 V
- ♦ Il est rétroéclairé,
- ♦ Et qui plus est, ne coûte que 3 à 6 €, neuf !

Mais où trouve-t-on ce LCD au rapport qualité/prix sans égal ? En fait il s'agit d'une pièce détachée d'un produit de très grande diffusion : le LCD des téléphones portables NOKIA 3310 (on peut aussi utiliser celui des 3410, la résolution est alors 96 × 64 pixels). On trouve sur la Toile de nombreux sites qui vendent ce produit (neuf ou d'occasion) à l'unité et au particulier. Après de telles louanges, que peut-on lui reprocher ? La difficulté de mise en





œuvre est due à la connectique. En effet, le connecteur est constitué de lamelles « ressort » dorées (sur le LCD) qui s'appuient sur des pastilles (dans le téléphone) pour établir les contacts. Deux solutions « amateur » sont possibles : on soude directement une nappe de 8 fils sur les lamelles (**figure 1**) ; attention, le pas est de 1,14 mm ! On reproduit le système de connexion original. Des essais ont démontré une excellente fiabilité avec des pastilles étamées au rouleau. Les lecteurs intéressés trouveront sur le site d'Elektor une empreinte pour le logiciel PROTEL.

### Connecteur

N'essayez surtout pas d'extraire l'afficheur de son enveloppe en plastique. Celle-ci comporte également une partie du clavier du téléphone. On peut s'en débarrasser par une découpe du plastique (trait blanc sur la photo de la **figure 2**). Ne découpez pas la partie supérieure si vous comptez utiliser le système de connexion original : les vis de fixation permettent de maintenir la pression des contacts.

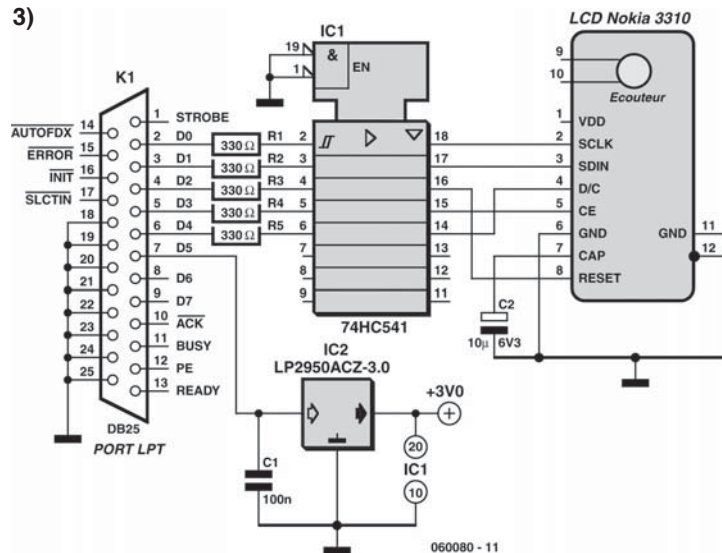
### Alimentation

Il suffit d'appliquer une tension VDD comprise entre 2,7 et 3,3 V à l'afficheur. Ce dernier intègre le convertisseur DC-DC qui produit la tension nécessaire au LCD déconnectée par C2 (voir schéma de la **figure 3**).

### Programmation

Le LCD utilise le contrôleur PCD8544 de Philips [1]. La documentation complète est disponible sur la Toile.

Le circuit comporte une mémoire d'écran organisée en 6 lignes de 84 octets, soit 504 octets. Les 8 bits



d'un octet représentent les états des 8 pixels verticaux correspondants de l'écran (état « 1 » = pixel noir, cf. **figure 4**).

La tâche du logiciel est donc conséquente : pour afficher du texte par exemple, il doit « dessiner » chacune des lettres dans la mémoire d'écran.

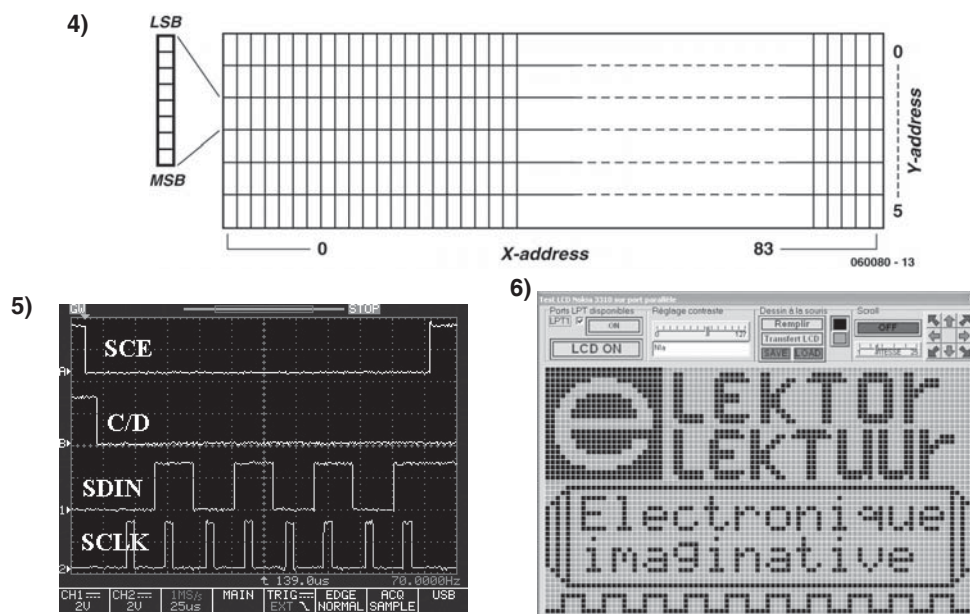
L'affectation des registres de configuration du PCD8544 et de la RAM « écran » est réalisée par une liaison série synchrone :

- ♦ SCE : sélection du circuit (5)
- ♦ SDIN : entrée données série (3)
- ♦ SCLK : horloge synchrone (2)
- ♦ D/C : sélection donnée/commande (4)
- ♦ RES : RAZ (*reset*) (8).

La **figure 5** montre le chronogramme typique de l'écriture d'une commande. Vous trouverez sur le site d'Elektor un programme de test en C comportant les fonctions les plus courantes : initialisation, écriture de texte (deux tailles de police), dessin simple (tracé de pixel et de droite). Il est écrit pour la famille MSP430 sous l'environnement gratuit IAR [2] mais est facilement adaptable à d'autres mC car il n'utilise aucune ressource matérielle spécifique (coupleur SPI entre autres).

Il vous est en outre proposé le programme « Test\_LCD\_Nokia\_3310 » (cf. **figure 6**) tournant sur PC et permettant de tester l'afficheur connecté au port parallèle suivant le schéma de la figure 3.

L'installation de ce programme est simple : copier l'exécutable dans un quelconque dossier



et le fichier « TVicLPT.sys »  
dans C:\Windows\System32\Drivers.

### Fonctions disponibles

- ◆ Dessin libre à la souris
- ◆ Dessin de texte
- ◆ *Scroll* à vitesse variable dans les quatre directions
- ◆ Sauvegarde du dessin.

La faible consommation du LCD permet de l'alimenter par un port de sortie « imprimante ». On a toutefois inséré un régulateur 3 V et des portes tampon pour éviter tout risque de détérioration du LCD. Il semble en effet qu'il n'apprécie pas qu'on

applique des tensions sur les entrées logiques alors qu'il n'est pas alimenté.

### Liens Internet

[1] [www.semiconductors.philips.com/products/](http://www.semiconductors.philips.com/products/)

[2] MSP430, 4K KickStart Edition v3.40As ur  
[www.iar.com](http://www.iar.com)

Le fichier archive « LCD\_Nokia »  
comportant tous les fichiers cités se trouve sur  
[www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

(060080-1)

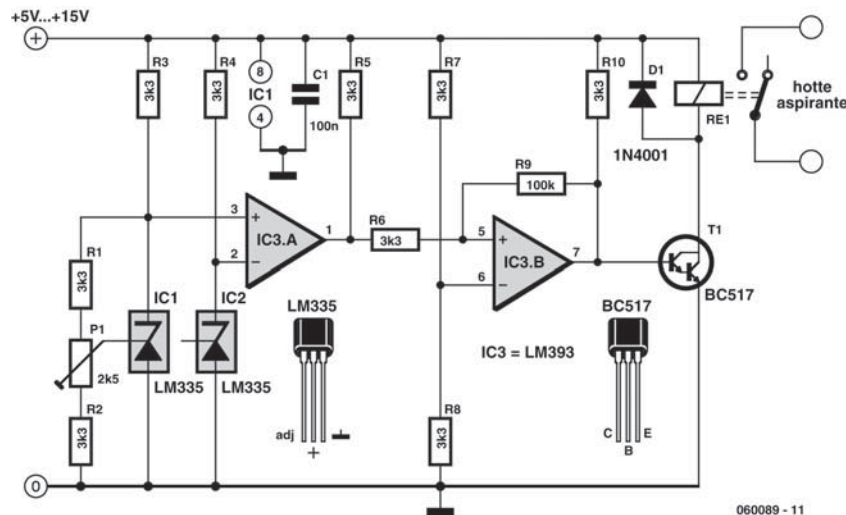
Marcel Cremmel

## 225 Hotte aspirante automatique

MAISON

À y regarder de près, on peut s'étonner que les hottes aspirantes de nos cuisines ne se mettent pas en fonctionnement automatiquement pour s'arrêter tout aussi normalement d'elles-mêmes. Un simple capteur de température collé dans la hotte devrait déjà permettre de détecter l'allumage de l'un des feux d'une cuisinière au gaz. Le montage décrit ici va encore plus loin vu qu'il procède à une comparaison entre la température sous la hotte à celle régnant tout près mais à l'extérieur de la hotte. En

cas de différence de température (réglable) on aura mise en route de la hotte et, si on le souhaite, aussi de son éclairage. Une fois que l'on a coupé le gaz, la hotte se coupe automatiquement, de même que son éclairage. L'intérêt d'utiliser deux capteurs est d'avoir un comportement identique de la hotte été comme hiver. Lors de la finalisation du montage il est important que le capteur IC1 soit disposé au centre à l'intérieur de la hotte et qu'IC2 soit implanté lui à côté ou au-dessus de cette dernière



(en évitant qu'il soit au soleil). Lorsque la température sous la hotte dépasse celle régnant à l'extérieur de celle-ci, la sortie à collecteur ouvert de IC3.A véhiculera la tension d'alimentation via R6. Le sous-ensemble formé par IC3.B et les résistances R7 à R11 constitue un *trigger* de Schmitt dont nous avons besoin sachant que, dans la plage intermédiaire, la sortie de IC3.A ne passe pas instantanément de 0 V au niveau de la tension d'alimentation et inversement. La sortie de IC3.B véhicule alors, au travers de R11, la tension d'alimentation mettant ainsi T1 en conduction. Le relais colle, la hotte et son éclairage sont mis en fonction. Nous pouvons, par le biais de R2, ajuster la tension de sortie de IC1 à 0,1 V environ dans les deux sens, ce qui corres-

pond à de l'ordre de 10 °C. En ce qui concerne la valeur de la tension d'alimentation on adoptera de préférence la tension de service du relais utilisé. Il est pratique de mettre le contact d'activation du relais dans un petit boîtier à fiche et prise secteur incorporées que l'on pourra ainsi en toute sécurité intercaler entre la prise du secteur et la fiche d'alimentation de la hotte. Ce montage fonctionne le mieux avec une cuisinière au gaz vu qu'avec ce type de cuisinières la chaleur augmente immédiatement après l'allumage d'un feu. Dans le cas d'une plaque électrique céramique ou inductive, il faut un peu plus de temps avant que l'on ait activation du relais.

(060089-1)

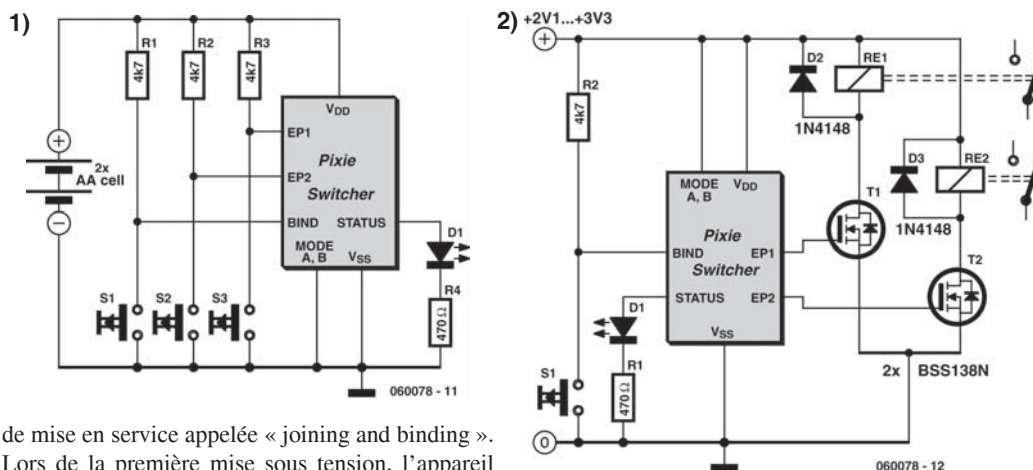
Heino Peters

## 226 Commutation ZigBee pour télécommande

MAISON

Le standard ZigBee définit les formats de données comme « profils ». C'est ce qui permet de rendre compatibles des produits de fabricants différents. L'un du premier format de données à avoir été élaboré était le Home Controls-Lighting (HC-L, commande de lumière domestique). Par conception, il permet d'envoyer des messages simples de mise en marche et d'arrêt et son but principal est de supprimer les fils pour les éclairages branchés sur des prises murales dans les habitations. Mais cela ne veut pas dire qu'il vous est interdit de l'utiliser pour autre chose, par exemple de vous servir des télécommandes ZigBee pour vos projets. Le Pixie

Switcher de Flexipanel ([www.flexipanel.com](http://www.flexipanel.com)) est un module commercial de commutation HC-L qui dispose d'une antenne intégrée et peut commander jusqu'à huit lignes appelées EP (*endpoint*, terminal). Si on le configure comme entrée, on peut vérifier la tension du terminal. Si elle change d'état, le message approprié est transmis. Tous les appareils qui font usage du profil HC-L acceptent les messages « marche », « arrêt » et « inversion ». Sur un terminal configuré comme sortie, son état correspond au dernier message qu'il a reçu d'un poste de commande. La corrélation entre terminal d'entrée et de sortie se fait par une procédure unique



de mise en service appelée « joining and binding ». Lors de la première mise sous tension, l'appareil cherche à se connecter à un réseau ZigBee. Si la sécurité le permet, n'importe quel poste peut alors autoriser le nouvel arrivant à devenir son voisin dans le réseau. Dès que le nouveau poste a rejoint (*joining*) le réseau, ses entrées et sorties doivent être mises en relation avec les entrées et sorties correspondantes des autres abonnés du réseau. C'est ce qu'on obtient en poussant simultanément sur le bouton « bind » des deux appareils au même moment. Une entrée peut commander plusieurs sorties et réciproquement. Par exemple, il est parfaitement imaginable d'éteindre toutes les lumières de la maison à partir d'une table de chevet ou d'un vestibule. Le schéma propose une application typique dans laquelle un module PixieSwitcher est configuré de manière à avoir deux entrées et l'autre deux sorties. Il faut programmer ce dispositif avant d'installer les modules dans le circuit, à l'aide des broches RxD et TxD de l'interface série (non représentée). La **figure 1** montre l'émetteur. Les broches ModeA et ModeB sont mises à la masse, de manière à ce que l'émetteur reste en veille et ne s'active que quand on pousse sur un bouton. Les modules travaillent sous n'importe quelle tension entre 2,1 et 3,3 V, si bien qu'ils sont opérationnels

avec deux piles AA. Les entrées Bind et Status LED ne s'utilisent que pendant la procédure « joining and binding ». Quand on appuie sur les poussoirs branchés sur EP1 et EP2, des messages sont envoyés au récepteur. La **figure 2** représente le récepteur. Si vous lui mettez ModeB au niveau haut, il servira de routeur, ce qui signifie qu'il aura la possibilité d'autoriser des appareils sur piles en veille (comme les émetteurs) à rejoindre un voisin. Mais un routeur doit être actif en permanence, l'alimenter par piles n'est pas très conseillé. Le Mode A est aussi câblé haut, ce qui induit que ce routeur est en fait un coordinateur. La différence entre les deux, c'est que quand un coordinateur s'active, il amorce un nouveau réseau au lieu de chercher à se brancher sur un réseau existant. Tout réseau ZigBee a son coordinateur. Si vous y ajoutez des routeurs, il faudra que leur broche ModeA soit basse. EP1 et EP2 sur le récepteur sont branchés à des relais par l'intermédiaire de transistors MOSFET de commande. Les contacts du relais peuvent alors se brancher sur n'importe quel circuit du projet.

(060078-1)

Richard Hoptroff

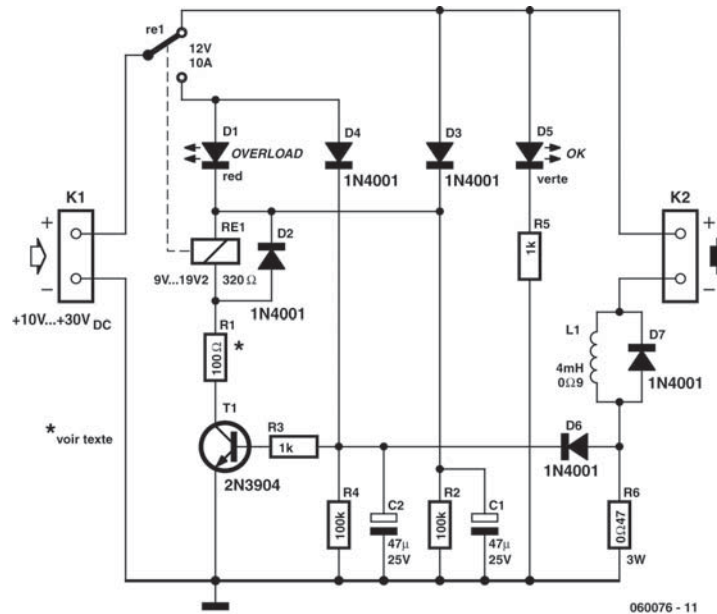
## 227 Protection pour fusible

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Voici un circuit qui, nous le pensons, sera tout particulièrement utile à tous les amateurs d'électronique s'essayant à la mise de leurs idées sur une plaquette d'expérimentation et qui utilisent, pour l'alimentation, un modèle d'alimentation aussi

simple que possible, c'est-à-dire constitué d'un transformateur, d'un pont de redressement, d'un condensateur de lissage et d'un fusible de protection, mais sans protection de surintensité ! Dans le présent circuit, l'élément de détection est la

résistance R6. Dans des conditions normales, la chute de tension à ses bornes n'est pas suffisante pour faire entrer le transistor T1 en conduction. On pourra, en cas de besoin, jouer sur la valeur de R6 en vue de paramétrer un courant de coupure différent, sa valeur se calculant à l'aide de la loi d'Ohm. En cas de court-circuit au niveau de la charge, la tension augmente rapidement ce qui se traduit par l'entrée en conduction du transistor T1. Ce changement d'état active le relais, produisant le basculement de ses contacts et par conséquent la coupure de l'alimentation du circuit externe mais au contraire alimente directement la bobine du relais, la verrouillant dans ce second état. Le circuit conserve cet état jusqu'à ce que l'on ait coupé l'alimentation primaire. Les condensateurs C1 et C2 possèdent une charge suffisante (au travers de D3, D4 et D6, qui empêchent cette charge de se perdre dans le reste du circuit quelque soit l'état de ce dernier) pour maintenir T1 en conduction et alimenter le relais lors de son basculement, les résistances R2 et R4 assurant des trajets de décharge lente. Les LED D1 (rouge) et D5 (verte) visualisent l'état dans lequel se trouve le circuit à un instant donné. L'inductance L1 freine l'irruption du courant lors de l'activation du circuit, sachant que sinon cet afflux brutal se traduirait par une désactivation immédiate du circuit. Les diodes D2 et D4 assurent la protection en fcem (force contre-électromotrice) classique aux bornes des bobines. Lors de l'utilisation, l'entrée du circuit est reliée à l'alimentation standard (transfo + redresseur + condensateur + fusible) par le biais du bornier K1, sa sortie est reliée elle, via le bornier K2, à la charge (expérimentale). À noter que la tension d'entrée doit être une tension flottante si Vout- est relié à la masse par le biais de la charge vu que Vin- et Vout- ne doivent pas être interconnectées. Certains composants appellent l'une ou l'autre remarque. À commencer par le choix du relais RE1.



Pour le prototype l'auteur a utilisé un YX97F de Maplin, dont la bobine présente une résistance de 320 Ω, et qui constitue, de pair avec R1, la charge de collecteur pour T1. Sa plage de tension d'activation s'étend, nominalement, de 9 à 19 V, ce qui limite la tension d'alimentation appliquée à l'entrée du dispositif de protection de fusible à une valeur comprise entre 10 et 30 V (CC uniquement). On pourra remplacer R1 par un pont de câblage au cas où les tensions d'entrée restent en deçà de 10 V, voir en augmenter la valeur (par application de la loi d'Ohm ou par expérimentation) dans le cas de tensions d'entrée dépassant 30 V. La self L1 est de provenance Farnell (581-240). Pour finir, le fusible de protection utilisé pour la tension d'alimentation d'entrée doit être du type retardé ; les fusibles rapides auront rendu l'âme avant que le relais n'ait eu le temps de basculer. Noter que l'objectif de ce dispositif est d'éviter le trépas de fusibles, il n'est pas prévu pour s'y substituer. Un transformateur secteur doit toujours être doté d'un fusible s'il n'est pas destiné, de par sa conception, à fonctionner en toute sécurité, c'est-à-dire sans présenter de risque d'incendie même si sa sortie est mise en court-circuit permanent.

(060076-1)

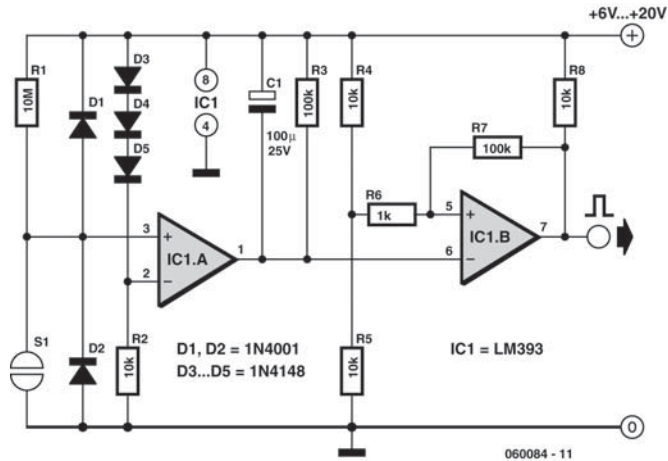
David Clark



## 228 Poussoir électronique

DIVERS

Les contacts mécaniques s'usent. Il y a des circonstances où un interrupteur tactile électronique est préférable. Ce genre de touche tire profit de la conductivité de la peau humaine pour produire la commutation. La figure jointe représente un circuit de détection de la résistance de la peau qui fournit un signal en conséquence. On peut construire un interrupteur tactile à l'aide de deux lamelles métalliques, des rivets, des clous ou tout ce que l'on peut fixer côte à côte sur une surface isolante. Nous avons utilisé pour ce projet un comparateur du type LM393. Son principal avantage, c'est de se passer de tension négative d'alimentation. Au repos, R1 applique à l'entrée positive de IC1.A une tension de 12 V. Comme l'entrée négative de IC1.A est polarisée à 10,9 V par R2 et R3, la sortie à collecteur ouvert de ce même IC1.A se trouve à la tension de 12 V par l'intermédiaire de R4. Cette tension est inversée par IC1.B. La tension sur l'entrée positive de IC1.B du fait du diviseur de tension R6/R7, se monte à 6 V et est donc plus basse que celle de l'entrée négative. En sortie, IC1.B présente donc un « 0 » logique. Si l'on shunte du doigt les deux contacts du capteur tactile, la tension sur l'entrée positive devient suffisamment basse pour faire basculer le comparateur. L'humidité naturelle du doigt offre une résistance de 1 à 10 MΩ. La cellule R5 et C1 sert à prévenir les effets des rebonds. Elle cause un retard de 10 ms. Elle offre également une protection contre le ronflement à 50 Hz. D1 fait en sorte que le circuit réagisse immédiatement au contact de la touche. Le retard de 10 ms de R5/C1 n'agit donc que lors du relâchement de la touche. Si ce circuit est utilisé au voisinage d'appareils branchés sur le



secteur, il se peut que l'effleurement du contact du haut suffise à actionner l'interrupteur, pour autant que le circuit soit mis à la terre. Le corps fonctionne alors comme une antenne qui reçoit le 50 Hz du réseau électrique. Cela suffit à faire basculer IC1.A à la même fréquence. Le circuit anti-rebond R5/C1 et la diode D1 maîtrisent cet effet de manière à fournir un signal de commutation propre et efficace. Sachez cependant qu'une mouche qui se poserait sur la touche à effleurement offrirait une conduction suffisante pour occasionner un signal de commutation. N'utilisez donc pas ce dispositif pour commander des circuits importants, comme le chauffage ou l'ouverture de la porte du garage ! Veillez aussi à ce que le câblage entre les touches et le circuit soit aussi court que possible afin d'éviter que des parasites s'y infiltrent. La tension d'alimentation du montage n'est pas critique. Toute tension continue stabilisée entre 5 et 15 V fera l'affaire.

(060084-1)

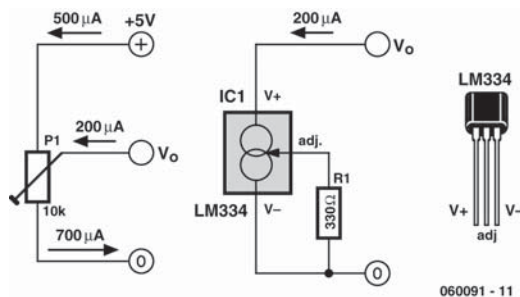
Heino Peters

## 229 Réglage de contraste pour LCD

MICROPROCESSEURS

Le contraste d'un afficheur à cristaux liquides se règle généralement avec un potentiomètre de 10 kΩ. Tant que la tension d'alimentation reste constante, ça marche. Si ça n'est pas le cas (alimen-

tation sur piles, par exemple), on est constamment obligé de retoucher le réglage. Ce n'est pas pratique. Le montage décrit ici résout ce problème.



Le potentiomètre est prévu pour maintenir constant le courant de la broche de contraste (broche 3 ou  $V_0$ ) à la masse. Un afficheur vert courant à  $2 \times 16$  caractères 'délivre' environ  $200 \mu\text{A}$ . Pour une tension d'alimentation de 5 V, en plus de ce courant, nous devons encore compter quelque  $500 \mu\text{A}$  à travers le potentiomètre ajustable. Le système est gourmand ! Cherchons ailleurs.

Il existe un circuit intégré, le LM334, qui permet, avec le renfort d'une résistance de fabriquer une source à courant constant. Le montage présenté ici est chargé de faire circuler un courant de  $200 \mu\text{A}$  vers la masse, quelle que soit la tension d'alimentation. Un potentiomètre de  $2 \text{k}\Omega$  pour R1 permet au besoin d'ajuster le courant.

La résistance de R1 se calcule comme suit :

$$R1 = 227 \cdot 10^{-6} \times \frac{T}{I}$$

où T est la température en Kelvin et I l'intensité en ampères. Dans le cas présent, nous obtenons :

$$R1 = 227 \cdot 10^{-6} \times \frac{293}{200 \cdot 10^{-6}} = 333 \Omega$$

Objection : le courant délivré par le LM334 varie avec la température. L'objection vaut aussi pour le courant de l'afficheur, mais il n'est pas nécessaire d'établir une relation linéaire entre les deux. Si la température ne varie pas de plus  $10^\circ$ , il n'y aura pas de problème.

Même si le LCD consomme 1,2 mA, ce montage permet d'économiser au moins 25% sur la consommation. Si l'application est alimentée par des piles, on ne peut plus parler d'économies de bouts de chandelle ! Et il n'est plus nécessaire de retoucher le contraste quand les piles fatiguent.

Attention, si votre LCD est récent (OLED ou PLED), vérifiez prudemment que ce montage convient au réglage de leur luminosité, nous ne le garantissons pas.

(060091-1)

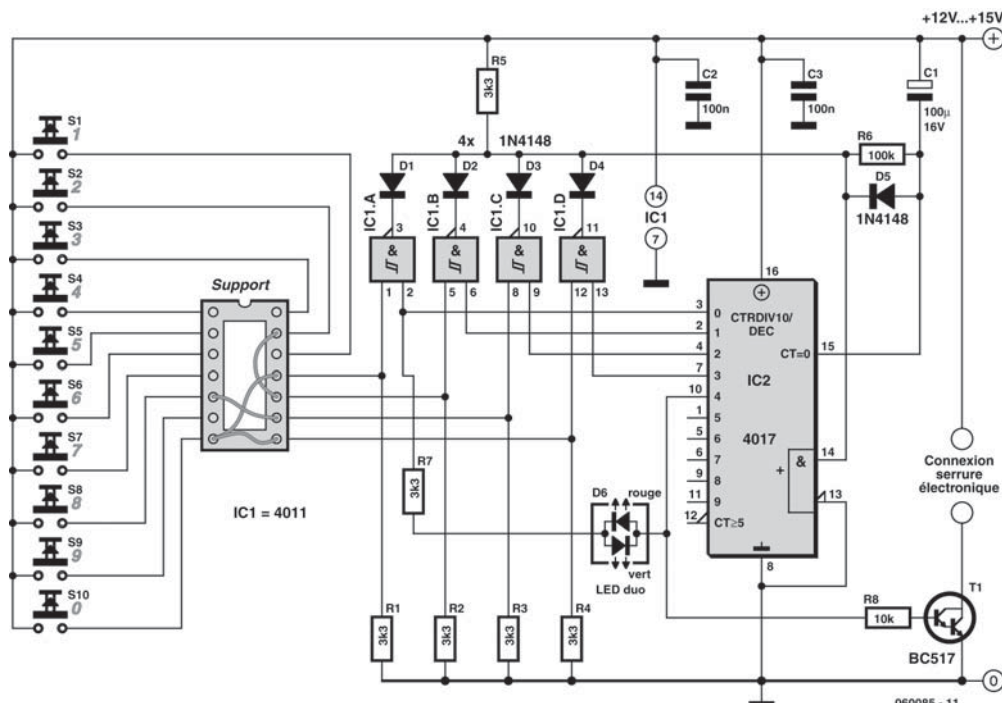
Heino Peters

## 230 Serrure codée câblée

MAISON

Nombre d'installations que l'on veut protéger contre un accès non autorisé sont pourvues d'un code d'accès. Si les exigences que l'on pose à l'aspect changement du code ne sont pas très critiques, rien n'interdit d'envisager une solution statique dans laquelle le code d'accès est verrouillé dans le matériel. Le support pour circuit intégré présent sur la gauche du schéma sert à recevoir les ponts de câblage paramétrant le code d'accès. Le code utilisé sur le schéma est 0280. Les touches S1 à S10 permettent de saisir le code. Les composants les plus importants du schéma sont les quatre portes NON-ET (NAND), intégrées dans un CMOS du type 4011 et le compteur qui comporte dix sorties décodées, un CMOS4017. Les résistances R1 à R4 se chargent de maintenir à « 0 » les quatre entrées de saisie d'action sur les touches tant qu'il n'y a pas eu d'action sur une touche. Il n'est pas nécessaire de prendre de disposition anti-rebonds des contacts, vu que le montage ne tient pas compte d'actions répé-

tées sur les touches. Au repos, on a un « 1 » sur l'entrée d'initialisation (*Reset*, broche 15) de IC2, de sorte que seule la sortie Q0 (broche 3) de IC2 présentera un niveau logique haut (« 1 »), toutes les autres sorties se trouvant à « 0 ». La LED double (duo-LED) est au rouge pour signaler que le système est prêt à recevoir un code. Si l'on actionne maintenant la première touche prévue (la touche 0 dans le cas présent), IC1.A se trouvera avec un « 0 » à la sortie, l'entrée d'initialisation de IC2 passant, par le biais de D1 et D5, elle aussi à « 0 ». Lorsque l'action sur la touche cesse, l'entrée d'horloge de IC2 se voit appliquer une impulsion montante ce qui se traduit par l'incrémement du compteur. De par la présence de R6 et D1, l'entrée d'initialisation de IC2 reste au niveau bas pendant une dizaine de secondes. L'impulsion d'horloge descendante a fait basculer la sortie Q1 (broche 2) du compteur de sorte que cette dernière se trouve à « 1 » et que IC1.B attend que vous appuyiez sur la touche 2. Si



cette action n'est pas effectuée dans les 10 s, C1 se décharge au travers de R6 et R5 pour tomber à une tension telle qu'il déclenche une réinitialisation de IC2. La duo-LED retrouve sa couleur rouge indiquant ainsi qu'il faut réintroduire le code. Si au contraire on a, à chaque fois, dans l'intervalle de 10 s disponible, actionné la bonne touche, la sortie Q4 (broche 10) finira par passer à « 1 », la duo-LED passant « au vert ». Au bout de 10 s, C1 est à nouveau déchargé et la duo-LED repasse au rouge. On pourra utiliser la sortie Q4 pour la commutation d'un dispositif quelconque, une serrure électronique par exemple. Il suffit, si l'on veut modifier le code, d'extraire certains des ponts de câblage du

support pour circuit intégré et de les enficher à une autre place pour définir de nouveaux chiffres. Les diodes D1 à D4 constituent, de pair avec R5, une fonction logique ET (AND). Lorsque la sortie de l'une des portes NON-ET intégrées dans IC1 se trouve à « 0 » (ce qui est le cas lorsque l'on actionne la bonne touche), on a application d'un « 0 » sur l'entrée d'horloge de IC2 tant que dure l'action sur la touche. Si cette temporisation de 10 s vous semble trop longue, vous avez la possibilité de la réduire en diminuant la valeur de R6 ou de C1, cette durée correspondant approximativement à  $R6 \times C1$ .

(060085-1)

Heino Peters

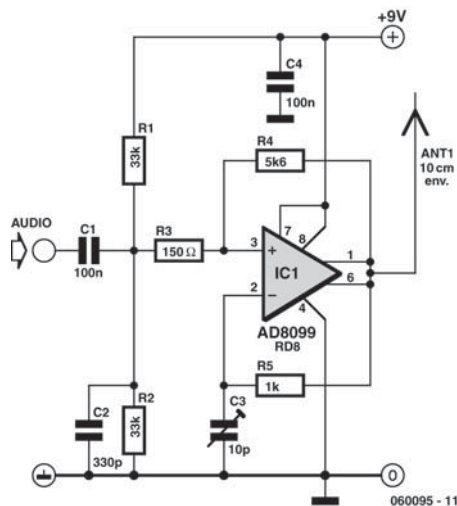
## 231 Émetteur MF à amplificateur opérationnel

HAUTES FRÉQUENCES

Des circuits intégrés dont naguère le prix était hors de portée de l'amateur peuvent aujourd'hui sembler bon marché. En voici un exemple : un AD8099 de chez Analog Devices ne coûte plus que quelques euros. L'AD8099 est un amplificateur opérationnel ultra rapide, jugez plutôt : 1600 V/µs, ses entrées sont à haute impédance avec une très faible capacité en parallèle.

La largeur de bande de pareil amplificateur opérationnel est suffisante pour fournir encore un gain de près de 40x à une fréquence de 100 MHz. Autant dire que vous pouvez carrément l'utiliser pour fabriquer un oscillateur RC. C'est exactement ce que réalise le circuit représenté ici.

Voici donc un circuit aux propriétés exceptionnelles. D'abord, contrairement aux montages



habituels à transistors, il ne faut pas de self. Secundo, nul besoin de diode varicap pour moduler en fréquence.

L'amplificateur opérationnel est câblé en *trigger* de Schmitt, mais avec une faible hystérésis. La sortie est réfléchi vers l'entrée à travers une cellule RC. Le condensateur d'ajustage se voit alors continuellement chargé et déchargé dès que la tension atteint le seuil d'hystérésis. Il s'ensuit que la sortie de l'ampli bascule sans arrêt. Un condensateur d'ajustage de 10 pF permet de se situer dans la bande de radiodiffusion MF, la fréquence de l'oscillateur est suffisamment stable pour cela. La tension de sortie s'élève à environ 6 V<sub>pp</sub> sous 9 V d'alimentation. Cela donne à peu près une puissance d'émission de 50 mW sur une charge de 50 Ω, soit quelque 20× plus qu'avec un oscillateur à transistor.

Une petite antenne de 10 cm fournit une portée suffisante pour en faire un émetteur de test dans la maison et les alentours. Comme le signal n'est pas dénué d'harmoniques, il est déconseillé d'y brancher une antenne extérieure. Il faudrait y adjoindre un filtre adaptateur tel qu'un filtre en pi, par exemple. On obtient une modulation de fréquence

en modifiant l'hystérésis du circuit, ce qui influence la fréquence d'oscillation. Un signal audio de l'ordre de 20 mV<sub>pp</sub> est suffisant pour atteindre une profondeur de modulation convenable.

Le boîtier de la puce est un SOIC à 8 broches (si l'on utilise la version qui porte le suffixe RD8). L'intervalle entre broches, sur ce boîtier, est d'1/20<sup>e</sup> de pouce (1,27 mm). Il est encore raisonnablement possible de le souder avec des outils appropriés. Si vous utilisez autour de lui des CMS, vous pourrez en faire un montage extrêmement compact. Rien ne vous empêche d'y ajouter, éventuellement, un amplificateur pour microphone à un transistor. La tension d'alimentation ne peut pas excéder 12 V, c'est tout ce que la puce peut tolérer. Sous 9 V, la consommation n'est que de 15 mA. Comme sur tous les circuits à oscillation libre, la fréquence de sortie de ce montage-ci n'est pas insensible aux fluctuations de la tension d'alimentation. On assure une meilleure stabilité en prévoyant un régulateur de tension. Il est possible d'étendre ce circuit vers une application comme oscillateur commandé pour une PLL (boucle à phase asservie), par exemple. Si vous remplacez le condensateur d'ajustage par une diode varicap, le domaine de fréquence couvert peut être rendu plus large que dans un circuit LC classique. Sur un oscillateur à self et condensateur, le domaine de réglage est égal à la racine carrée de la plage de variation du condensateur variable. Dans un oscillateur RC, il dépend du rapport total des capacités. Avec un rapport de 1 à 9, l'accord peut varier de 1 à 3 sur un LC, alors qu'il varie de 1 à 9 sur un circuit RC.

Autre possibilité, ce circuit fournit assez de puissance pour attaquer directement une diode mélangeuse comme la SBL-1. Un tel mixeur demande à l'hétérodyne un signal d'une puissance de 5 à 10 mW, ce circuit-ci peut fournir 50 mW. Un atténuateur simple avec quelques résistances est alors suffisant pour aligner les deux.

(060095-1)

Gert Baars

## 232 Circuit de présélection pour servo

JEUX & MODÉLISME

Ce circuit a vu le jour pour utiliser des servomoteurs issus du monde du modélisme. L'accent est mis sur la mémorisation de certaines valeurs présélectionnées. On utilise pour cela la mémoire interne d'un

PIC16F628A. On manipule le circuit à l'aide de sept poussoirs pour obtenir les fonctions suivantes :

- ♦ Bouton plus
- ♦ Bouton moins



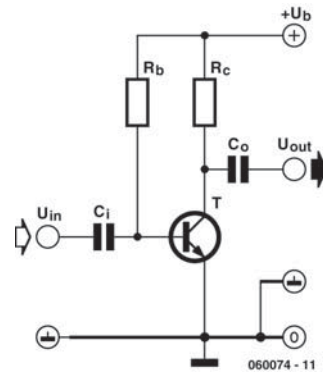


## 233 10000× avec un seul transistor

DIVERS

D'ordinaire, le gain d'un étage à transistor ne dépasse pas quelques dizaines, pour un montage à émetteur commun avec résistance de contre-réaction. Si l'on enlève cette résistance d'émetteur, l'amplification augmente. Malheureusement, la distorsion croît aussi. Avec un transistor comme le BC547B et pour un courant de collecteur de quelques milliampères, la pente ( $s$ ) du transistor vaut environ  $40\times$  le courant de collecteur ( $I_c$ ). Cette valeur est théoriquement égale à la formule  $q/KT$ , dans laquelle  $q$  est la charge de l'électron,  $K$  la constante de Boltzmann et  $T$  la température absolue exprimée en Kelvin. À la température ambiante, nous pouvons arrondir cette valeur à 40 pour la facilité. Pour un amplificateur à un étage dont l'émetteur est à la masse, le gain en alternatif  $U_{out}/U_{in}$  est égal, selon la théorie, à  $s \cdot R_c$ . Puisque nous venons de dire que la pente  $s$  vaut environ  $40 \cdot I_c$ , il en découle que le gain est à peu près égal à  $40 \cdot I_c \cdot R_c$ . Qu'est-ce que cela signifie ? Tout d'abord, que nous disposons ici d'une règle empirique bien pratique : le gain d'un circuit à émetteur commun à la masse s'élève à  $40 \cdot I_c \cdot R_c$ , soit  $40\times$  la tension sur la résistance de collecteur. Si par exemple  $U_b$  est égal à 12 V et que le collecteur est polarisé à 5 V, nous savons que, quelles que soient les valeurs des résistances, le gain sera d'environ  $40 \cdot (12 - 5) = 280\times$ .

Il est frappant que de cette manière, le gain puisse théoriquement devenir très élevé si l'on choisit une haute tension d'alimentation. Pareille tension peut être dérivée d'un transformateur d'isolement sur le secteur, ou de deux transformateurs dont les secondaires à basse tension sont branchés l'un sur l'autre, ce qui revient au même, puisque la séparation galvanique est ainsi assurée. Cela veut dire que pour une tension du secteur de 240 V après redressement et filtrage, on obtient une tension continue de 340 V. Si, sur le circuit amplificateur, la tension d'alimentation passe à 340 V et celle de collecteur à 2 V, le gain théorique devrait être égal à  $40 \cdot (340 - 2)$ . On arrive du coup à quelque 13500× ! En pratique, le procédé souffre de certains inconvénients, en particuliers à cause de la caractéristique de sortie du transistor. C'est que le transis-



tor réel présente une vraie résistance entre collecteur et émetteur. Cette résistance de sortie s'appelle «  $h_{oe}$  » dans les paramètres du transistor. Dans un projet habituel, ce facteur ne joue qu'un rôle négligeable et son effet ne se manifeste presque pas aussi longtemps que la résistance de collecteur n'est pas trop grande. Si l'on veut maintenant alimenter l'amplificateur sous 340 V et le polariser pour faire circuler un courant de collecteur de 1 mA, cela revient à dire que la résistance de collecteur devra valoir 338 k $\Omega$ . Pour savoir si le paramètre  $h_{oe}$  du transistor aura une influence, il faut aller consulter ses caractéristiques. À signaler également, avec une amplification aussi élevée, que la capacité entre base et collecteur va aussi intervenir. En conséquence, il ne faut pas que la fréquence du signal d'entrée soit trop élevée. Atteindre une bande passante plus large demande d'utiliser un transistor dont la  $C_{bc}$  est petite, comme sur le BF494 ou éventuellement un transistor SHF tel que le BFR91A. Il convient alors d'adapter au nouvel hfe la valeur de la résistance de base. L'auteur a réalisé des mesures avec un BC547B sous une tension d'alimentation de 30 V et une tension de collecteur fixée à 2 V. Elles confirment la règle empirique. Le gain approchait les 1000 et les effets du «  $h_{oe}$  » et de la capacité entre base et collecteur n'étaient pas décelables à basse fréquence, en raison de la résistance de collecteur nettement plus basse dans ce cas-ci.

(060074-1)

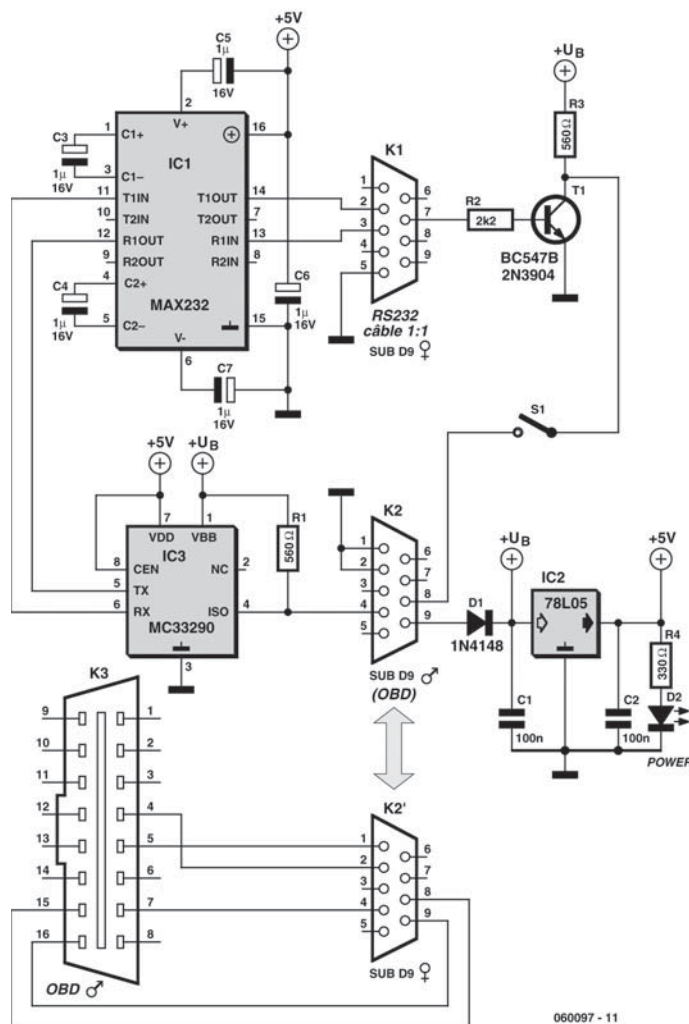
Gert Baars

## 234 Nouvelle interface KW-1281

JEUX &amp; MODÉLISME

L'embase OBD-2 dont sont dotés les véhicules du consortium VAG (Volkswagen AG, dont font également partie Audi, Bentley, Lamborghini, Bugatti et bien d'autres) et qui est devenue courante sur nombre d'autres marques, permet de voir ce qui se passe au cœur du véhicule qui en est équipé. Le logiciel VAG-COM permet la lecture des valeurs et l'entrée de paramètres. On fait appel pour ces opérations au protocole de transfert KW-1281. Jusqu'à la version 311 de VAG-COM il faut une interface pour le port sériel du PC dotée d'une isolation galvanique, destinée à protéger l'ordinateur de bord et l'interface du PC contre risque d'endommagement. L'une des approches les plus connues bien que minimaliste est connue dans le monde des spécialistes sous le nom de « Jeff's interface ». Elle utilise cependant des opto-coupleurs que l'on ne trouve pas nécessairement dans tous les magasins de composants électroniques. De plus la commande des opto-coupleurs se fait à un point de travail extrêmement défavorable, ce point ne se laissant corriger qu'à l'aide de plusieurs ajustables et l'étalonnage complexe que sous-entend cette multitude d'organes de réglage.

Une paire de circuits intégrés intéressants (des CMS) permet de résoudre ce problème. Il s'agit des L9637D de STMicroelectronics et du MC33290D de Motorola/Freescale. Tous les deux disposent d'une interface ISO aux normes ISO9141. Le L9637D coûte de l'ordre de 3 € et peut supporter des tensions allant jusqu'à 36 V, de sorte qu'il est également utilisable avec des véhicules dont la tension de bord est de 24 V. Cependant, avec 58 kbits/s il est trop lent pour le connecter à un bus CAN



(jusqu'à 500 kbits/s). Si le MC33290D n'est, lui, prévu que pour des tensions allant jusqu'à 18 V seulement, il est suffisamment rapide pour permettre le diagnostic OBD par un bus CAN, raison qui explique que nous le préférons pour notre montage. Pour VAG-COM cela n'a pas la moindre importance vu que KW-1281 travaille à 10472 bits/s maximum.

Côté OBD, l'affaire est entre les mains de la puce ISO, le MAX232 se chargeant de la partie interface sérielle. Le MAX232 donne aux signaux de

l'interface série des niveaux TTL que le MC33290D rehausse lui à des niveaux ISO (et inversement).

L'alimentation de l'électronique se fait par le biais du réseau de bord 12 V du véhicule au travers du câble OBD. Un simple régulateur de tension intégré fournit la tension +5 V, qui, si présente, allume la LED. Il faut, si l'on veut que le montage soit compatible avec des modèles de voiture plus anciens, trouver une solution spéciale pour la ligne L nécessaire. La puce ISO ne supporte que la ligne K. C'est la raison pour laquelle la ligne L s'est vue dotée d'un transistor vu que le PC ne fait qu'envoyer des données à la ligne L sans en recevoir par son biais.

La plupart des voitures n'ont d'ailleurs pas besoin de cette ligne L, se contentant de la liaison K. C'est pourquoi nous avons intercalé un interrupteur, S1, qui permet d'interrompre la connexion vers le connecteur OBD. Il est possible ainsi de vérifier si

le véhicule en question utilise ou non la ligne L pour l'initialisation. La connexion au PC se fait par le biais d'un câble de données 1:1 (ne pas utiliser de câble « modem zéro »).

Il n'est pas évident de mettre la main sur certains des composants. Segor Electronics en RFA ([www.segor.de](http://www.segor.de)) pourrait être une source. Il n'est pas nécessaire de procéder à un étalonnage, tous les composants respectant les normes. L'auteur propose le dessin de platine (aux formats Eagle et .pdf) sur son site Internet. On trouvera à cet endroit d'autres informations (en allemand mais que l'on peut faire traduire en ligne avec les surprises classiques) concernant, entre autres, le logiciel.

#### Lien Internet

[www.blafusel.de](http://www.blafusel.de)

(060097-1)

Florian Schäffer

## 235 Hauteur d'antenne et portée

### HAUTES FRÉQUENCES

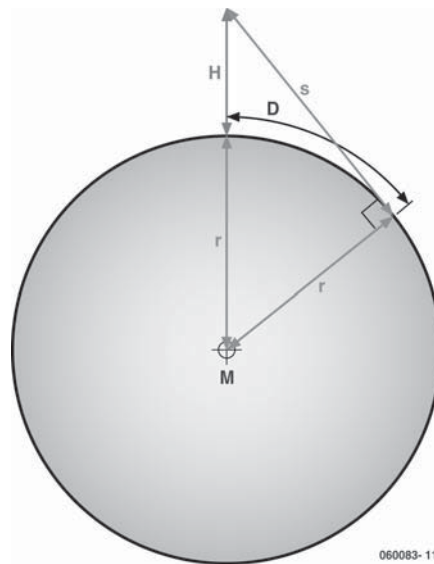
Aux fréquences inférieures à 30 MHz, il est possible de capter des stations lointaines parce que leurs signaux se réfléchissent sur l'ionosphère. À de plus hautes fréquences, la réflexion ne se produit plus et la portée est en principe limitée à l'horizon visuel. Mais comment calculer cette distance théorique ? Soulevons ici un coin du voile. La figure jointe détaille les distances à considérer. M est le centre de la terre, r son rayon, H la hauteur à laquelle l'antenne est installée, s est le chemin que le signal doit parcourir entre l'antenne et l'horizon et D est celle que l'on mesure à la surface courbe du globe. Comme H sera en pratique singulièrement plus petite que r, tout porte à croire que r vaut approximativement D. Le trajet « s » du signal vers l'horizon est perpendiculaire au rayon terrestre. Nous pouvons donc utiliser le théorème de Pythagore pour trouver le rapport entre hauteur d'antenne et distance à l'horizon. La relation donne :

$$r^2 + s^2 = (r+H)^2 = r^2 + H^2 + 2rH$$

$$\text{Simplifications : } s^2 = H^2 + 2rH$$

Comme  $H^2$  est beaucoup plus petit que  $2rH$ , nous pouvons négliger ce terme. Il en découle que :

$$s^2 = 2rH \text{ ou encore } s = \sqrt{2rH}$$



Le rayon terrestre moyen est de 6371 km.  $\sqrt{2r}$  vaut donc 113 environ.

On peut alors simplifier la formule en :  $s = 113\sqrt{H}$  dans laquelle s et H doivent s'exprimer en kilomètres.

Un exemple : une antenne pour la bande MF est située à 15 m de haut. La distance maximale de vue directe sera de :  $113\sqrt{0,015} = 13,8$  km

En pratique, la portée sera plus longue que ce qui ressort de la formule. Cela provient de la propagation du champ électromagnétique. Tout se passe comme si les ondes pouvaient légèrement s'infléchir avec la surface de la terre. On l'observe tout particulièrement lors d'inversions de température. Les conditions atmosphériques peuvent alors autoriser des signaux de la gamme VHF à être reçus sans grande difficulté à des centaines de kilomètres. Mais en l'absence de circonstances météo exceptionnelles, il apparaît que la portée est plus longue que ce que la théorie prévoit. En pratique, dans l'exemple précédent d'une antenne à 15 m, la

portée s'étend toujours à une quarantaine de km au lieu des 13,8 calculés.

La propagation précise des ondes électromagnétiques est une étude bien compliquée. Ce que l'on sait, c'est que pour les fréquences dans le domaine des GHz, la portée diminue à mesure que la fréquence augmente. C'est aussi la raison pour laquelle les antennes paraboliques pour les fréquences SHF sont toujours positionnées aussi haut que possible. La puissance d'émission ne joue plus alors qu'un rôle mineur.

Mais il ne faut pas oublier la hauteur de l'antenne de réception. Pour elle, la même formule s'applique, donc  $s = 113\sqrt{H}$ . La distance totale de portée est donc la somme des deux longueurs jusqu'à l'horizon.

(060083-1)

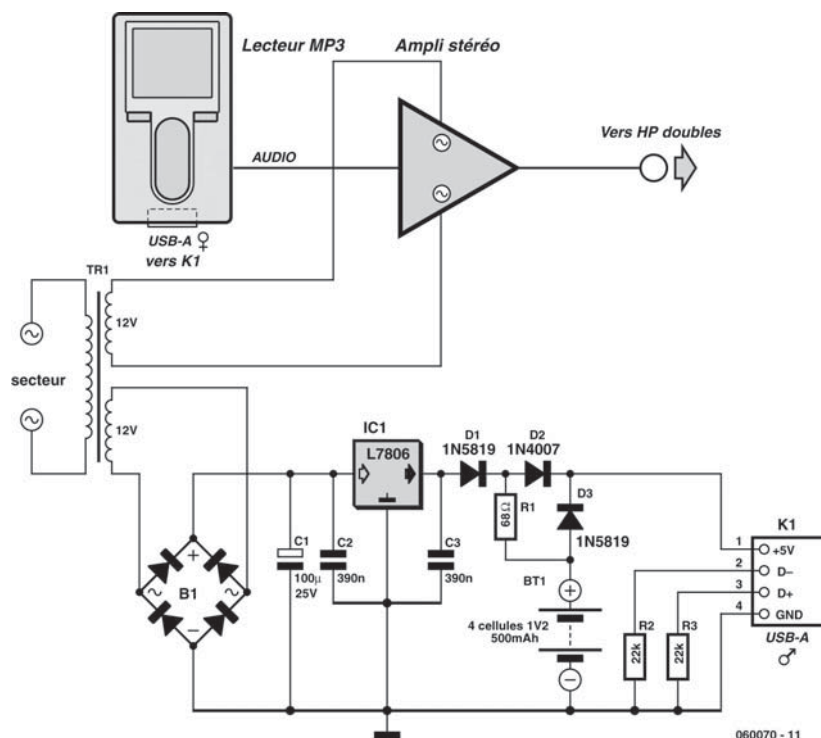
Gert Baars

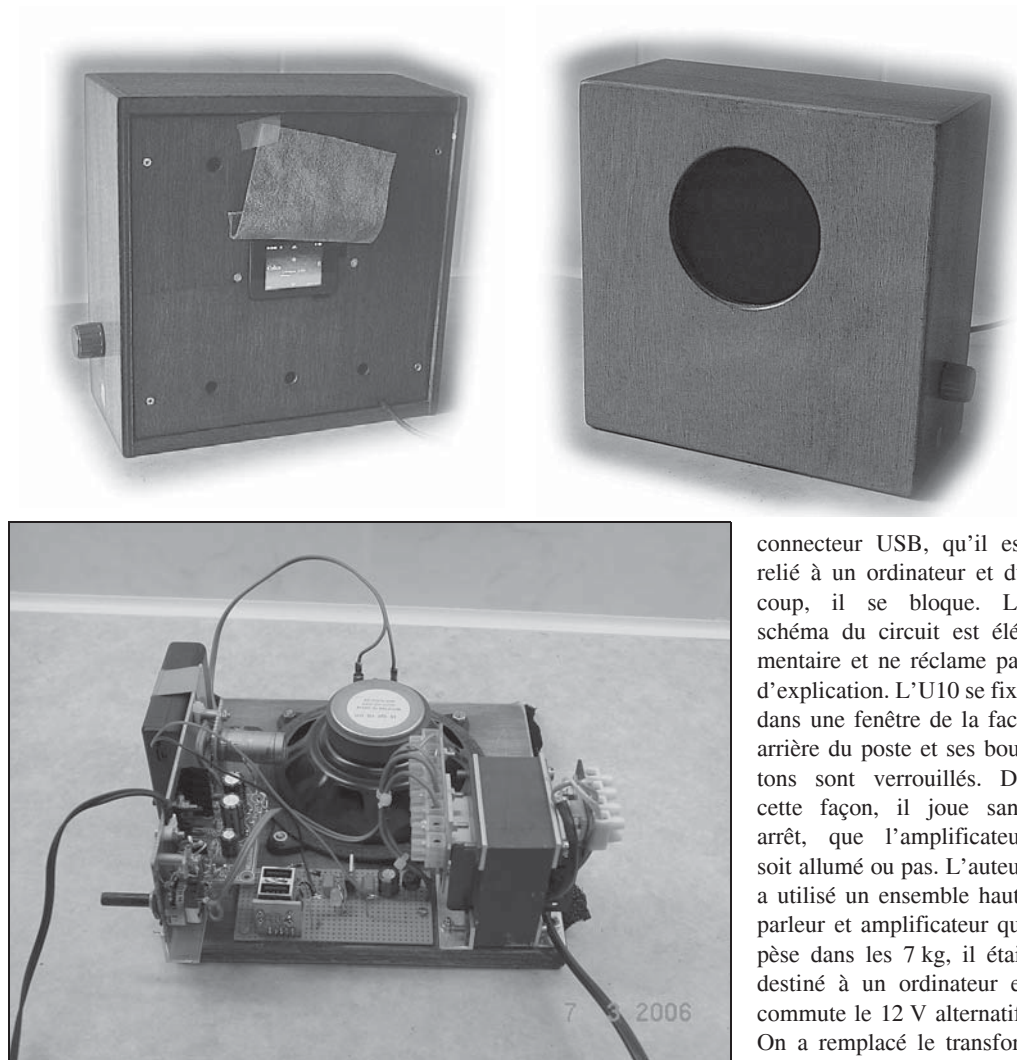
## 236 Radio mp3 pour senior

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Tout récemment, on a demandé à l'auteur de construire un lecteur mp3 pour une personne de 93 ans qui venait d'entrer en maison de repos.

Sur place, les interférences, occasionnées principalement par les tubes TL, rendaient toute réception radio quasiment sans espoir. Cette personne âgée ne





voyait plus très bien, son arthrite rendait les manipulations pénibles et l'on comprendra aisément qu'il était hors de question de lui imposer l'apprentissage de nouvelles procédures. La solution trouvée à cette difficulté de réception radio consistait à introduire un lecteur mp3 iRiver U10 dans un coffret dont l'aspect rappelle les postes de radio de jadis, avec comme seuls boutons un interrupteur de mise en marche et une commande de volume. L'appareil s'alimente par le secteur et peut rester débranché une dizaine d'heures avant de s'arrêter. À noter qu'il s'arrête aussi dès qu'on le rebranche dans la prise. Un défaut dans le micrologiciel de l'U10 lui fait croire, quand le 5 V arrive sur le

connecteur USB, qu'il est relié à un ordinateur et du coup, il se bloque. Le schéma du circuit est élémentaire et ne réclame pas d'explication. L'U10 se fixe dans une fenêtre de la face arrière du poste et ses boutons sont verrouillés. De cette façon, il joue sans arrêt, que l'amplificateur soit allumé ou pas. L'auteur a utilisé un ensemble haut-parleur et amplificateur qui pèse dans les 7 kg, il était destiné à un ordinateur et commute le 12 V alternatif. On a remplacé le transformateur d'origine par un

modèle à double secondaire pour éviter tout souci de mise à la terre entre le chargeur USB et la masse de l'amplificateur. L'appareil fonctionne bien et joue la musique favorite du client pendant près de cinq heures, plus ou moins comme sa station de radio habituelle. On peut bien sûr charger davantage de musique sur le lecteur, puisque la stéréo n'est pas nécessaire et qu'il est possible d'encoder à un débit binaire moindre. Au début, le niveau de sortie du lecteur ne convenait pas à l'amplificateur, lequel a été remplacé par un autre modèle, un Velleman K4001 qui, avec une sensibilité d'entrée de 40 mV, s'adapte mieux.

(060070-1)

Richard Salisbury

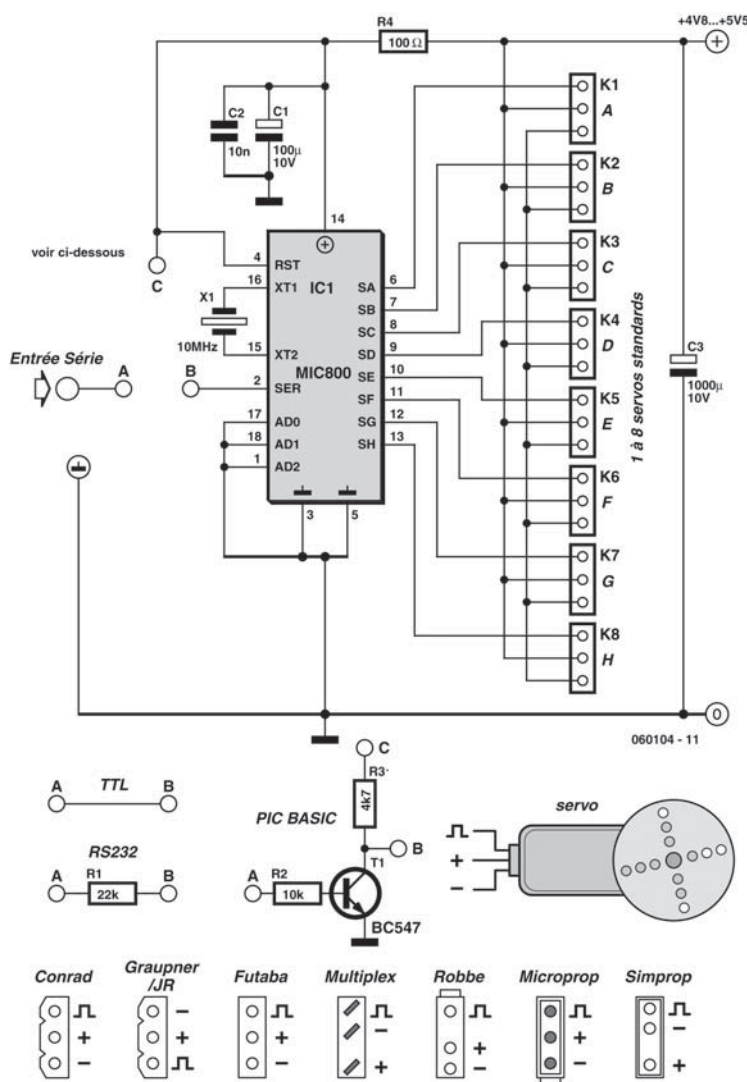


## 237 Interface intelligente pour un à huit servos

JEUX &amp; MODÉLISME

Les servos de radiocommande sont aujourd'hui très utilisés en robotique et sont souvent présents en grand nombre dans un seul et même robot. Un hexapode en utilise en général au minimum trois tandis qu'un simple bras peut faire appel à six ou sept d'entre eux. Si la commande de tels servos reste théoriquement facile à réaliser avec un microcontrôleur, leur multiplication au sein d'un même robot surcharge très vite le microcontrôleur qui passe finalement plus de temps à gérer les servos qu'à réaliser les calculs utiles à la bonne marche

du robot. En effet, rappelons qu'un servo de radiocommande est actionné au moyen d'impulsions dont la largeur, variant de 1 à 2 ms, définit la position. Le problème est que ces impulsions doivent être répétées au minimum toutes les 20 ms si on veut que le servo garde sa position. C'est justement cette répétition, multipliée par le nombre de servos à commander, qui finit par surcharger le microcontrôleur qui les gère. Nous vous proposons donc de remédier à ce problème au moyen d'un circuit spécialisé capable de commander de un à huit



servos standard de radiocommande au moyen d'ordre très simples transmis par une banale liaison série asynchrone. Il s'agit du MIC800 de Mictronics ([www.mictronics.com](http://www.mictronics.com)) dont le schéma de mise en œuvre peut difficilement être plus simple.

Hormis un simple quartz (X1) et les habituels condensateurs de découplage (C1 et C2), le circuit est relié directement aux un à huit servos qu'il doit commander. Côté liaison série, trois possibilités différentes sont offertes, selon ce que l'on place entre les points A et B de la figure :

- ♦ une liaison directe dans le cas d'une commande en TTL par un microcontrôleur doté d'un UART pouvant fournir des signaux série en logique négative (un Basic Stamp par exemple) ;
- ♦ une résistance de 22 kΩ dans le cas d'une vérifiable liaison série avec des niveaux RS-232 ;
- ♦ un transistor câblé en inverseur dans le cas d'une commande en TTL par un microcontrôleur doté d'un UART ne pouvant pas fournir des signaux série en logique négative (le PIC Basic de Comfile Technology par exemple).

En effet, le MIC800 a été conçu pour pouvoir être commandé directement par n'importe quelle vraie liaison série RS-232. Il admet donc en entrée des signaux en logique négative (un 1 logique correspond à un niveau bas et vice versa). Dans le cas d'une liaison TTL directe, et selon les possibilités de l'UART contenu dans le microcontrôleur associé, il est parfois impossible de générer de tels signaux. Il faut donc alors faire appel au transistor inverseur.

Le dialogue avec le MIC800 a lieu à 2400 bauds sur 8 bits de données, sans parité. La syntaxe des commandes à lui envoyer pour commander les servos est extrêmement simple et se compose de la suite de caractères codés en ASCII MNxxx où :

- ♦ M est une lettre comprise entre S et Z qui correspond à l'adresse du MIC800. En effet, si vous consultez sa fiche technique disponible sur le

site de Mictronics ([www.mictronics.com](http://www.mictronics.com)) vous constaterez que l'on peut placer jusqu'à huit MIC800 sur une seule et même liaison série et commander ainsi jusqu'à 64 servos. Cette possibilité n'est pas utilisée ici et l'adresse est fixée à S par mise à la masse des pattes AD0 à AD2.

- ♦ N est une lettre comprise entre A et H qui indique le servo à commander conformément au repérage indiqué sur notre figure au niveau des connecteurs (K1 correspondant à A et K8 à H).
- ♦ xxx est un nombre compris entre 001 et 128 qui indique la position que doit prendre le servo. 001 correspond à la position extrême dans le sens inverse des aiguilles d'une montre et 128 à la position extrême dans l'autre sens.

À partir d'un BasicStamp il suffit ainsi d'écrire, par exemple :

```
SEROUT Pin, 16780, ['S', 'X',  
DECPos, CR]
```

où Pin est la broche (pin) utilisée pour le port série, X est la lettre repère du servo comprise entre A et H (K1 à K8) et Pos est la position désirée comprise entre 1 et 128.

Avec un PIC Basic de Comfile Technology et les mêmes notations que ci-dessus on écrirait :

```
SEROUT Pin, 138, 0, 0, ['S', 'X',  
DEC(Pos), 13]
```

Suite à la mise sous tension du MIC800, toutes les sorties de commande des servos sont inactives. Ensuite, dès qu'un ordre a été envoyé à destination d'un servo, la sortie correspondante génère automatiquement les impulsions nécessaires au maintien de sa position aussi longtemps que le circuit reste alimenté.

#### Lien Internet

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

(060104-1)

Christian Tavernier

## 238 Anti-calcaire électronique

MAISON

Depuis déjà de nombreuses années les anti-calcaires magnétiques ou électromagnétiques ont fait leur apparition dans les rayons des magasins de bricolage de toute l'Europe. Malgré les nombreuses études réalisées à leur sujet, tant par leurs fabricants

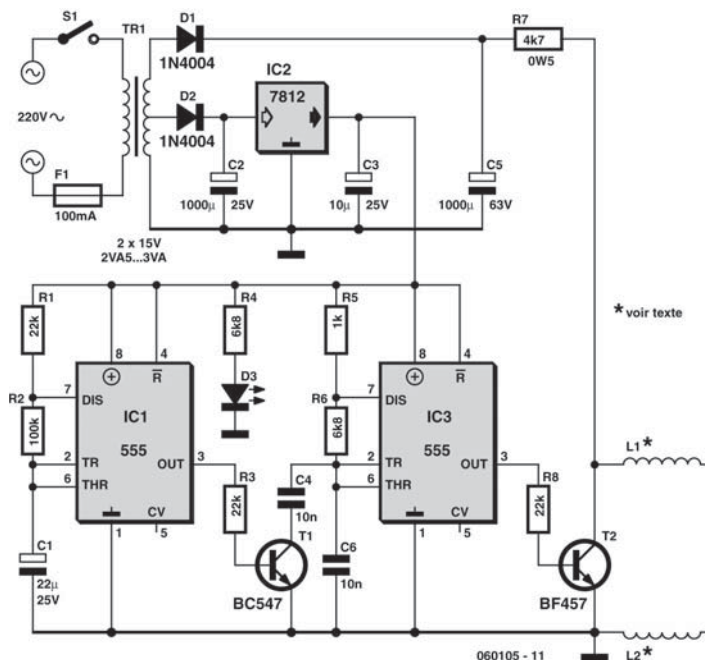
que par diverses associations de consommateurs, aucune n'a permis de conclure de façon certaine quant à leur efficacité. Comme les appareils électroniques de ce type sont tout de même relativement coûteux (surtout lorsque l'on découvre leur

contenu !) nous avons décidé de vous proposer cette réalisation. Pour un investissement de quelques dizaines d'euros, vous pourrez ainsi faire vos propres constatations sur l'état de vos robinets, casseroles et autres tuyauteries.

L'appareil que nous vous proposons de réaliser est identique aux versions haut de gamme du commerce, c'est-à-dire qu'il est bi-fréquence puisqu'il paraîtrait que c'est là le meilleur moyen de lutter contre les dépôts de calcaire. Un premier oscillateur astable, réalisé autour d'un classique 555, repéré IC3, fonctionne à environ 10 kHz lorsque le seul condensateur C6 est en service, c'est-à-dire lorsque T1 est bloqué. Ce dernier est commandé par un autre oscillateur astable, réalisé autour de IC1 cette fois-ci, mais qui fonctionne à environ 1 Hz. Lorsque T1 est rendu conducteur par IC1, le condensateur C4 se retrouve donc en parallèle sur C6 ce qui divise approximativement par deux la fréquence de fonctionnement de IC3 qui diminue alors à environ 5 kHz.

Afin de disposer de signaux de forte amplitude, l'alimentation fait appel à un transformateur à point milieu utilisé de façon non conventionnelle, en redressement simple alternance. La première moitié du secondaire délivre ainsi 15 V alternatifs qui, après redressement, filtrage et régulation par IC2, fournissent une tension stable de 12 V pour l'alimentation des oscillateurs.

La totalité du secondaire quant à elle permet de disposer, après redressement, d'une tension continue d'environ 40 V qui est utilisée pour alimenter les bobines L1 et L2, enroulées autour de la tuyauterie sur laquelle le montage doit agir. Pour cela, IC3 est suivi par le transistor haute tension T2 (un BF457 ou tout autre équivalent) qui découpe cette haute tension à la fréquence de 5 kHz ou de 10 kHz selon l'état de IC1.



La LED D3 s'allume pour signaler la présence de la tension d'alimentation.

Les selfs L1 et L2 sont de simples bobinages en fil souple isolé, d'une dizaine de spires chacune environ. Elles doivent être enroulées autour de la canalisation qui véhicule l'eau à traiter à une distance d'une dizaine de centimètres l'une de l'autre environ. Le matériau de la canalisation, pas plus que son diamètre, sont censés n'avoir aucune influence sur l'efficacité du dispositif.

Paradoxalement, ces selfs ont une extrémité « en l'air » ce qui vous choque peut être autant que nous mais, comme nous l'avons indiqué au début de cet article, notre but avec ce montage n'est pas d'expliquer le principe utilisé mais seulement de vous permettre de réaliser le même appareil que ceux vendus dans le commerce afin de réaliser vos propres tests.

#### Lien Internet

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

(060105-1)

Christian Tavernier

**MAISON**





fermeture des rideaux. L'amplificateur opérationnel IC1.A fonctionne comme tampon. Grâce à lui, la tension vue par le (reste du) montage ne diffère pas trop de la tension présente sur le toit. La photorésistance R1 est quelconque. Veillez bien à ce que le niveau de la tension sur la broche 3 d'IC1.A soit d'au moins 2 V inférieur à la tension d'alimentation en plein jour. C'est en effet la tension maximum qu'IC1 et IC2 peuvent supporter sur leur entrée. S'il faut la baisser, câblez une résistance supplémentaire de 2,2 k $\Omega$ , par exemple, entre R1 et l'alimentation. Deux comparateurs (IC2.A et 2.B) comparent la tension entrante à la tension de commutation réglée par R4 et R8. Les allers-retours de la sortie d'IC2.A (IC2.B) au voisinage du point de commutation sont limités grâce à R5 et R6 (R9 et R10). La présence de R7 et R11 s'explique par les sorties à collecteur ouvert d'IC2. La mesure d'éclairement proprement dite s'effectue aux sorties d'IC2.A et d'IC2.B mais les quatre opérateurs d'IC3 fournissent trois signaux individualisés à partir de celle-ci. Sur les sorties, trois LED de couleurs différentes sont prévues pour faciliter les réglages : verte pour le jour, jaune pour le crépuscule et rouge pour la nuit. Les étapes du réglage sont décrites dans l'encadré. Réglez-les le soir, de préférence, lorsqu'il fait encore bien clair, un peu avant le crépuscule. Pour modifier plus tard les valeurs réglées, R4 est prévu

pour le réglage du passage du jour au crépuscule et R8, pour celui du crépuscule à la nuit. Quand le montage est bien réglé, la tension sur le curseur de R4 est toujours inférieure à celle présente sur celui de R8. Comme la charge supportée en sortie par un opérateur CMOS est limitée, les LED seront à faible consommation. Elles se contentent de 2 mA alors que les LED ordinaires en demandent souvent dix fois plus. La tension d'alimentation sera comprise entre 9 et 15 V mais bien stabilisée.

### Réglage

1. Réglez d'abord les curseurs de R4 et R8 au potentiel de la masse, seule la LED verte doit alors s'allumer.
  2. Attendez le crépuscule.
  3. Tournez maintenant R4 jusqu'à l'extinction de la LED verte et l'allumage de la LED jaune.
  4. Attendez ensuite la nuit.
  5. Tournez maintenant R8 jusqu'à l'extinction de la LED jaune et l'allumage de la LED rouge.
- Vous pouvez ensuite aller dormir.

(060087-1)

Heino Peters

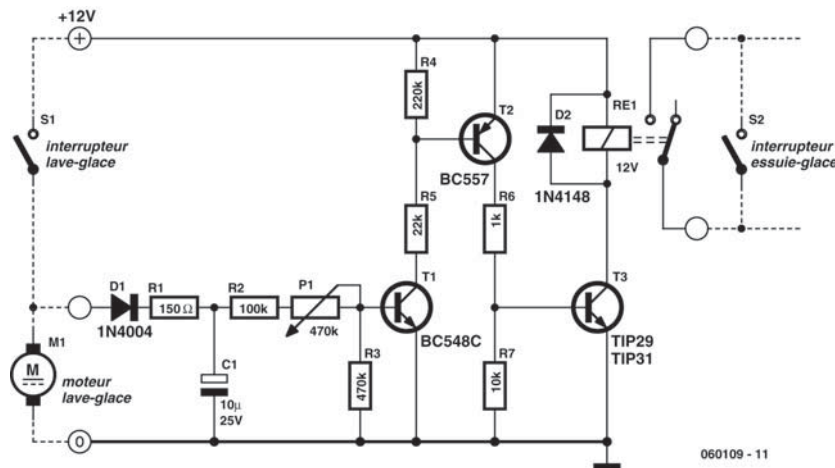
## 241 Télécommande marche/arrêt à infrarouge

MAISON

Il n'existe plus aujourd'hui d'habitation qui ne dispose d'un minimum de télécommandes à infrarouge, que ce soit pour le téléviseur, le magnétoscope, la chaîne haute fidélité, etc. Malgré cela, lequel d'entre nous n'a jamais pesté après cette fichue lumière qui était restée allumée alors que l'on venait juste de s'asseoir dans un moelleux fauteuil pour regarder un bon film ? Ce montage vous propose de résoudre ce problème grâce à son approche originale. Il s'agit en effet d'un banal interrupteur marche/arrêt à télécommande infrarouge mais qui se différencie des produits commerciaux par le fait qu'il est capable de fonctionner avec n'importe quelle télécommande. Ainsi, la première qui vous tombera sous la main vous permettra d'éteindre cette « foutue » lumière et de savourer votre film dans les meilleures conditions possibles.

La partie réception infrarouge de notre montage est confiée à un récepteur intégré (Sony SBX 1620-52 disponible chez Selectronic) qui présente aujourd'hui l'avantage de coûter moins cher que les composants nécessaires pour réaliser la même fonction. Après inversion par T1, les impulsions délivrées par ce récepteur déclenchent IC2.A, qui n'est autre qu'une bascule D montée en monostable par rebouclage de sa sortie  $\bar{Q}$  sur son entrée de remise à zéro via R4 et C3. L'impulsion ainsi produite sur la sortie Q de IC2.A fait changer d'état IC2.B, ce qui a pour effet d'allumer ou d'éteindre la LED contenue dans IC3. Ce circuit est un opto-triac à détection de passage par zéro du secteur ce qui permet à notre montage de réaliser de la commutation sans parasite. Il déclenche en effet le triac T2 dans l'anode duquel se trouve placée la charge à commander. Le modèle choisi permet de commuter jusqu'à 3 A





proposons de découvrir sans plus tarder le schéma que nous avons conçu à votre intention.

La fonction à réaliser est fort simple et consiste tout simplement à maintenir les essuie-glaces en fonction quelques secondes après que le contacteur de commande du lave-glace ait été relâché.

Pendant que la pompe du lave-glace fonctionne, les 12 V délivrés par la batterie sont présents à ses bornes et chargent donc le condensateur C1. Lorsque le lave-glace s'arrête, ce condensateur ne peut se décharger qu'au travers de R2, P1, R3 et la jonction base-émetteur de T1 du fait de la présence de la diode D1. Il maintient donc T1 conducteur pendant « un certain temps » dont la durée exacte dépend en fait du réglage de P1. T1 sature à son tour T2 qui fait de même pour T3. Le relais RE1 est donc collé ce qui maintient les essuie-glaces en marche puisque son contact travail est câblé en parallèle sur leur interrupteur de commande. Lorsque C1 est suffisamment déchargé, T1 se bloque, ce qui bloque à leur tour T2 et T3 et fait décoller le relais RE1. Le choix des composants n'est absolument pas critique, et même si nous avons indiqué des références précises pour T3, n'importe quel transistor NPN de

faible puissance et de gain supérieur à 25 peut convenir. Par contre, compte tenu de la consommation de courant importante du moteur des essuie-glaces, le relais RE1 sera impérativement un relais « auto ». On en trouve à très bas prix chez tous les accessoiristes auto (et même chez certains revendeurs de composants). Ces relais collent sous 12 V et ne disposent bien souvent que d'un seul contact travail mais ils sont capables de couper en général une vingtaine d'ampères.

Finalement, le seul point délicat de cette réalisation est de bien identifier les fils de commande de la pompe du lave-glace d'une part et du moteur des essuie-glaces d'autre part au départ du comodo situé derrière le volant. La manœuvre de ce dernier, en observant ce qui se passe sur ses différentes connexions avec un simple voltmètre, permet généralement d'en venir à bout sans trop de difficulté.

#### Lien Internet

[www.tavernier-c.com](http://www.tavernier-c.com)

(060109-1)

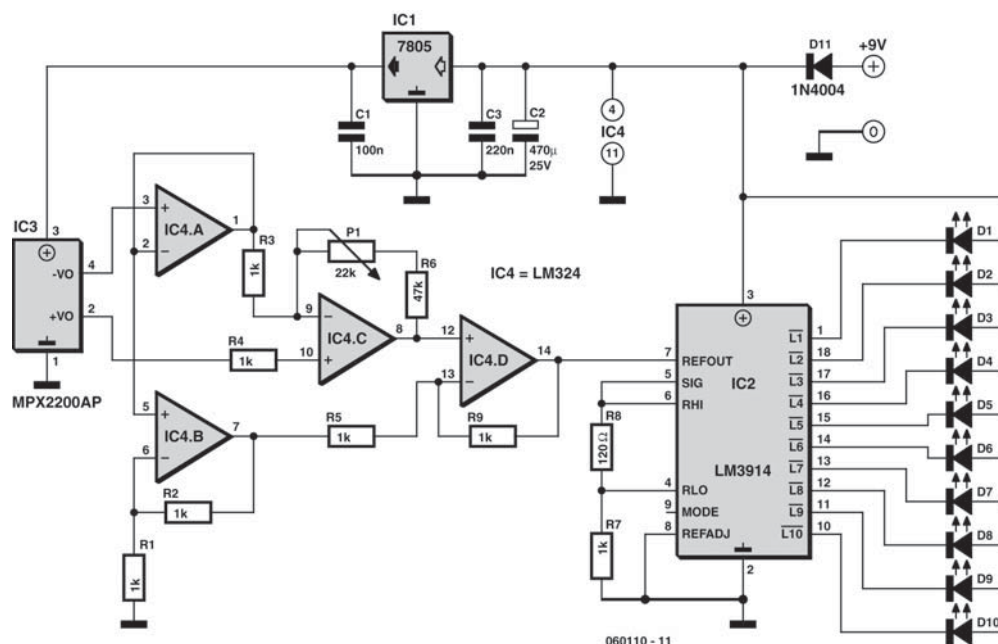
Christian Tavernier

## 243 Torricelli électronique

MESURE & TEST

Même s'il n'a pas le charme des véritables baromètres à mercure avec leur long tube de verre sur un panneau de bois précieux, c'est néanmoins une réplique électronique du baromètre de Torricelli\* que nous vous proposons de réaliser maintenant. En effet, plutôt que d'afficher la pression atmosphé-

rique sur de classiques afficheurs numériques, nous avons préféré reproduire l'allure générale de ce vénérable ancêtre des baromètres avec des moyens électroniques. Le tube à mercure y est bien sûr remplacé par une simple échelle de LED ce qui, à défaut



d'être aussi beau, est tout de même moins toxique pour l'environnement en cas de casse.

Comme l'indique notre schéma, le capteur de pression utilisé est un MPX2200AP de Motorola. Ce circuit est adapté à la mesure de pression absolue et dispose d'une plage convenant bien à la pression atmosphérique. Sans vouloir entrer dans les détails techniques, sachez que de tels capteurs délivrent en sortie une tension proportionnelle à la pression mesurée mais aussi à leur tension d'alimentation. Il est donc indispensable de les alimenter sous une tension stable ce qui est assuré ici par IC1.

La sortie du MPX2200 étant de type différentielle et à très faible niveau de surcroît, il nous a fallu faire appel aux quatre amplificateurs opérationnels IC4.A à IC4.D, contenus dans un seul et même LM324, pour obtenir une information facilement exploitable. Sous réserve d'ajuster correctement le potentiomètre P1, cet ensemble d'amplificateurs opérationnels délivre donc au LM3914 qui le suit une tension de 1 V pour une pression atmosphérique de 1000 hPa.

Comme la pression atmosphérique qui nous intéresse évolue principalement entre 950 et 1040 hPa au niveau de la mer, il nous faut réaliser avec ce LM3914 un voltmètre à échelle dilatée afin d'exploiter au mieux les dix LED qu'il peut commander. C'est le rôle des résistances R7 et R8

qui remontent artificiellement la valeur minimum de la tension qu'il peut mesurer. De ce fait, on peut « graduer » notre échelle de LED à raison d'une LED pour 10 hPa et bénéficier ainsi d'une plage de mesure qui s'étend de 950 hPa à 1040 hPa. En principe, vous ne devriez pas avoir besoin d'aller au delà dans un sens ou dans l'autre ; c'est du moins ce que nous vous souhaitons...

L'alimentation du montage peut être confiée à une pile de 9 V pour un usage très épisodique mais, comme ce n'est en général pas le cas d'un baromètre, nous vous conseillons plutôt de recourir à un bloc secteur « prise de courant » délivrant environ 9 V.

L'étalonnage se résume au réglage du potentiomètre P1 de façon à faire allumer la LED correspondant à la pression atmosphérique du lieu où vous vous trouvez. Vous pouvez procéder par comparaison avec un baromètre existant ou, mieux, téléphoner à la station météo la plus proche de votre domicile qui se fera un plaisir de vous donner cette information.

Evangelista Torricelli, 1608-1647. Physicien italien qui met en évidence l'existence de la pression atmosphérique et invente le baromètre à mercure.

(060110-1)

Christian Tavernier

## 244 Préamplificateur RIAA multimédia

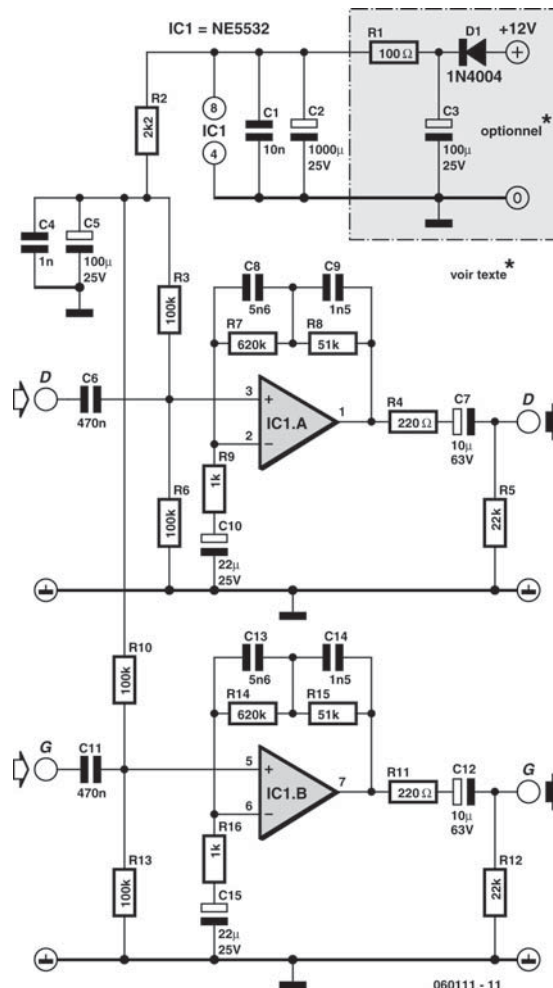
AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO

Même si un grand nombre de titres d'albums qui étaient disponibles sur des disques vinyles sont peu à peu proposés en CD, tous ne sont pas dans ce cas et loin s'en faut, et vous avez peut-être dans votre collection des trésors que vous aimeriez bien convertir en CD. En effet, d'une part la conservation d'un CD est plus facile que celle d'un disque vinyle, d'autre part il faut bien reconnaître que les platines tourne-disques sont en voie de disparition, même sur les mieux pourvues des chaînes Hi-Fi.

Côté logiciel il n'y a aucun problème pour réaliser une telle conversion. De très nombreux programmes, payants ou gratuits, sont là pour « remastériser » avec plus ou moins de bonheur les disques vinyles et éliminer craquements et autres bruits parasites. Tous travaillent avec la carte son du PC et c'est par contre là que le bât blesse. En effet, toutes les platines tourne-disques de qualité sont équipées d'une tête de lecture magnétique qui ne délivre que quelques mV, mais surtout qui nécessite une correction en fréquence particulière qui a pour nom correction RIAA. Si les plus anciens d'entre-nous savent parfaitement de quoi il s'agit, rappelons brièvement ce qu'il en est pour tous ceux d'entre vous qui sont de la « génération CD » et qui ne voient dans le sigle RIAA que les pourfendeurs du téléchargement pirate de musique sur Internet.

Pour des raisons mécaniques, liées au procédé de gravure des disques vinyles, il est nécessaire, lors de cette dernière, d'atténuer fortement les fréquences basses du spectre sonore au profit des fréquences les plus élevées. Cette correction de fréquence particulière se fait en respectant une courbe très précise qui a été définie, il y a fort longtemps déjà, par la RIAA (*Recording Industry Association of America*) et qui a donc tout naturellement été baptisée correction RIAA.

A la lecture, il faut donc faire l'opération inverse et c'est le rôle dévolu au préamplificateur pour cellule magnétique qui, non content d'amplifier les quelques mV délivrés par la cellule, réalise aussi la correction RIAA. Comme cette correction amplifie très fortement les fréquences les plus basses, un tel préamplificateur est très sensible à tous les ronflements



parasites, dont bien sûr celui issu du 50 Hz du secteur. Il importe d'en tenir compte lors de sa réalisation qui doit être soignée pour ce qui est des masses et blindages utilisés.

Ceci étant, le schéma de notre préamplificateur est fort simple car il fait appel à un double amplificateur opérationnel très faible bruit, en l'occurrence un NE5532, dont la courbe de réponse est modélisée par R7, R8, C8 et C9 (respectivement R14, R15, C13 et C14) de façon à respecter au plus près la correction RIAA. Son entrée a une impédance de 47 kΩ, qui est la valeur normalisée de toutes les têtes de lectures magnétiques, et son gain à 1000 Hz



est de 35 dB ce qui lui permet de fournir un niveau de sortie de quelques centaines de mV qui convient très bien à l'entrée ligne de toutes les cartes son actuelles.

La liaison entre la tête de lecture et l'entrée du montage fera impérativement appel à du fil blindé pour éviter les problèmes de « ronflette » évoqués ci-dessus, de même qu'il est conseillé de placer le montage dans un boîtier métallique relié à sa masse électrique.

Pour ce qui est de l'alimentation, trois solutions vous sont proposées :

si vous êtes un puriste et que vous souhaitez absolument vous affranchir de tout bruit parasite, vous utiliserez une simple pile de 9 V. Les composants encadrés par un pointillé seront alors inutiles. Comme la consommation du montage n'est que de quelques mA, une telle solution est acceptable à

moins que votre collection de disques vinyles soit impressionnante...

Si vous souhaitez une solution techniquement plus élégante, mais pouvant parfois ramener un peu plus de bruits parasites sur les signaux, vous câblerez alors les composants entourés de pointillés et pourrez prélever l'alimentation à partir de la tension positive de 12 V disponible dans votre PC. Un connecteur en Y intercalé sur l'alimentation d'un des périphériques internes conviendra très bien pour cela.

Enfin, vous pouvez également recourir à un bloc secteur « prise de courant », réglé sur 12 V, que vous connecterez au point +12 V du schéma afin de bénéficier d'un filtrage supplémentaire ce qui n'est pas du luxe avec certains d'entre eux.

(060111-1)

Christian Tavernier

## 245 Protection pour ligne téléphonique

MAISON

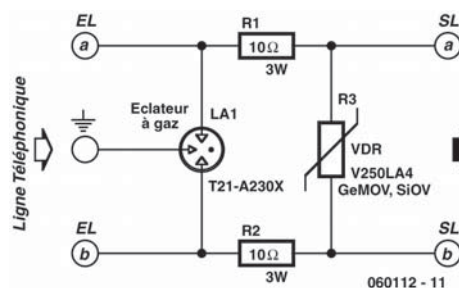
A une époque déjà bien lointaine où les téléphones ne risquaient quasiment rien tant ils étaient simples, France Télécom installait sur toutes les lignes téléphoniques exposées à des risques d'orage un boîtier de protection. Paradoxalement, depuis que des équipements fragiles et coûteux tels que des téléphones bourrés d'électronique, des télécopieurs, des modems normaux et ADSL, etc. sont raccordés à ces mêmes lignes téléphoniques, cette protection a disparu.

Pourtant, si vous avez la chance d'habiter à la campagne où, plus généralement, dans une habitation desservie par une liaison téléphonique aérienne, cette dernière risque d'être le siège de tensions très importantes pendant les orages. On ne compte plus en effet aujourd'hui les modems, télécopieurs et autres téléphones qui ont été détruits par un « coup de foudre ». Il ne faut pourtant investir que quelques euros pour se doter d'une protection remarquablement efficace comme celle que nous vous proposons aujourd'hui.

Lors d'un orage, et donc d'éclairs se produisant à proximité d'une ligne téléphonique, celle-ci devient le siège de tensions transitoires pouvant atteindre plusieurs milliers de volts. Contrairement à la THT des téléviseurs ou bien encore des clôtures électriques, sur lesquelles on ne dispose quasiment d'aucun courant, on peut ici atteindre des pointes de

courant de plusieurs centaines, voir parfois d'un millier d'ampères, pendant une durée très brève fort heureusement.

Pour se protéger de telles impulsions dévastatrices, les composants traditionnels ne sont ni assez puissants ni assez rapides et il faut faire appel, comme vous pouvez le voir sur notre schéma, à un éclateur à gaz. Un tel composant contient, dans un cylindre étanche rempli de gaz rare, trois électrodes isolées les unes des autres. Tant que la tension présente entre les électrodes est inférieure à un certain seuil, l'éclateur reste parfaitement passif et présente une impédance de plusieurs centaines de MΩ. Par contre, lorsque la tension dépasse ce seuil, le gaz s'ionise très rapidement et l'éclateur devient violemment conducteur au point de pouvoir absorber des courants colossaux sans être détruit. Celui que



nous utilisons ici, dont la taille est du même ordre de grandeur qu'une banale résistance d'un watt, peut ainsi absorber une impulsion normalisée de 8/20 ms de 5000 A !

Compte tenu du fait que nous utilisons un éclateur à trois électrodes, la tension entre les deux fils de ligne ou entre un quelconque des fils de ligne et la terre ne peut dépasser la tension d'amorçage de l'éclateur qui est ici de l'ordre de 250 V. Une telle protection pourrait théoriquement suffire mais nous avons préféré lui ajouter une deuxième sécurité concrétisée par une VDR (GeMOV ou SiOV selon les fabricants) chargée elle aussi de limiter la tension entre fils de ligne à 250 V maximum. Même si cette valeur vous semble élevée, il faut savoir que tous les équipements téléphoniques agréés et revêtus du marquage CE doivent pouvoir la supporter sans dommage. Ce n'est pas toujours le cas de certains appareils bas de gamme « Made in China » mais c'est là un autre problème.

Compte tenu du fait que les impulsions générées par les éclairs sont de très courte durée, la liaison à la terre de notre montage doit être aussi peu inductive

que possible. Elle doit donc être courte, et réalisée en fils de grosse section (1,5 mm<sup>2</sup> est un minimum). Dans le cas contraire, la self constituée par la liaison de terre bloque le signal haute fréquence que constitue l'impulsion et réduit à néant l'efficacité du montage.

Notez pour finir que ce dispositif n'a bien évidemment aucune influence sur les signaux basse fréquence des téléphones et télécopieurs mais qu'il ne perturbe pas non plus le moins du monde les signaux propres à l'ADSL.

### Liens Internet

Fiche de caractéristiques

[www.littelfuse.com/data/en/Data\\_Sheets/SL1122A.pdf](http://www.littelfuse.com/data/en/Data_Sheets/SL1122A.pdf)

Où trouver ? Chez Selectronic entrer

T21-A230X dans la page

[www.selectronic.fr/recherche\\_produit.asp](http://www.selectronic.fr/recherche_produit.asp)

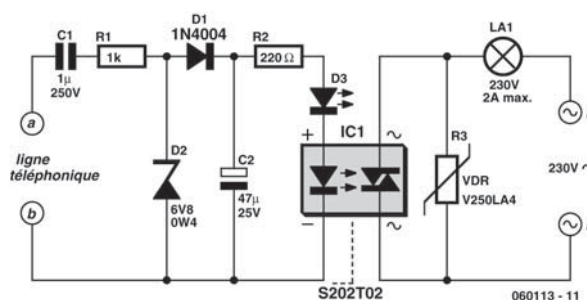
(060112-1)

Christian Tavernier

## 246 Répétiteur de sonnerie téléphonique

MAISON

Si vous avez la chance d'avoir une grande maison, un grand jardin ou, ce qui n'a rien à voir, des enfants en bas âge ; ce montage est susceptible de vous intéresser. Il s'agit en effet d'un répétiteur de sonnerie téléphonique capable de faire fonctionner n'importe quel appareil relié au secteur à partir de la sonnerie de votre ligne fixe. Avec lui vous pourrez donc tout à loisir commander une sirène ou un klaxon de forte puissance afin de relayer auditivement la sonnerie un peu faible de votre téléphone (ça c'est pour la grande maison ou le grand jardin !). Vous pourrez au contraire faire allumer une lampe ou un voyant et donc bénéficier ainsi d'une « sonnerie silencieuse » (ça c'est pour les enfants en bas âge qui font leur sieste). L'autre intérêt de ce montage est que, tout en restant fort simple et donc d'un prix de revient dérisoire, il ne nécessite aucune alimentation, contrairement à certains de ses homologues commerciaux qu'il nous a été donné de voir.



Avant d'examiner son schéma et afin de comprendre son principe, il importe de savoir que la sonnerie d'une ligne téléphonique fixe est constituée d'une tension alternative de grande amplitude. L'Europe et la commission de Bruxelles n'étant pas encore passées par là, la valeur exacte de cette tension et sa fréquence varient selon les pays, mais cela n'a pas d'importance ici. Par contre, la ligne est le siège d'une tension continue lorsqu'elle est au repos ou en communication. De plus, il ne faut pas consommer plus de quelques centaines de mA sur une ligne

téléphonique au repos sous peine de faire croire au central téléphonique que cette dernière est occupée.

Le condensateur C1 a donc pour but tout à la fois d'isoler notre montage vis à vis des tensions continues présentes sur la ligne au repos ou en communication, et de laisser passer la tension alternative de sonnerie. Cette dernière est redressée par D1 et limitée par D2 ce qui permet de disposer d'environ 6 V continus aux bornes de C2 en présence d'un signal de sonnerie. Cette tension fait allumer LED D3 qui ne sert que de témoin visuel de bon fonctionnement ainsi que la LED contenue dans IC1.

Ce circuit est un phototriac de puissance à détection de passage par zéro du secteur, ce qui lui permet de commuter la charge qu'il commande sans générer le moindre parasite. Ce composant, que l'on pourrait d'ailleurs tout aussi bien appeler relais statique, a été choisi ici sous une référence au boîtier très pratique puisqu'il se présente sous la forme d'un boîtier similaire à un TO220 un peu dilaté et pourvu de

quatre pattes. Son brochage ne prête cependant pas à confusion car les symboles visibles sur notre schéma sont gravés ou imprimés sur son boîtier. Comme ce circuit n'est pas encore très répandu, sachez que vous en trouverez chez Conrad ([www.conrad.xx](http://www.conrad.xx) où xx sont les lettres codes de votre pays de résidence).

Afin de le faire fonctionner en toute sécurité, il est protégé, côté secteur, par une GeMOV appelée encore Varistance, VDR ou SiOV selon son fabricant. La référence indiquée ici est disponible partout. La charge aura une consommation limitée à 2 A vu la référence choisie pour IC1 ce qui est plus que suffisant pour l'application envisagée.

Enfin, la partie droite de ce schéma étant reliée directement au secteur, le montage devra être placé dans un boîtier entièrement isolant pour d'évidentes raisons de sécurité.

(060113-1)

Christian Tavernier

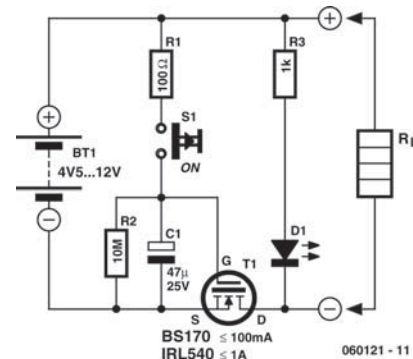
## 247 Protection pour pile

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

La fonction de ce circuit rappelle quelque peu celle d'un compte à rebours (*sleep timer*) d'un radio-réveil. Dès que l'on appuie sur la touche concernée, le circuit est activé et interrompt, après un certain temps, l'alimentation du circuit ou de l'appareil auquel il est connecté. Il est possible ainsi, par une simple pression sur une touche, d'éviter d'oublier de couper un appareil alimenté par pile (un appareil de mesure par exemple).

Contrairement à ce qui est le cas avec un radio-réveil, on ne se trouve pas ici en présence d'un temporisateur voire d'une horloge numérique, la solution est purement analogique et ne requiert que peu de composants. Le fonctionnement est enfantin mais d'une efficacité redoutable : dès que le contact du bouton-poussoir S1 est fermé, le condensateur C1 se charge très rapidement au travers de R1. La tension aux bornes du condensateur est alors encore, même après réouverture de S1, suffisamment élevée pour rendre conducteur le FET T1. La chute de tension entre le drain et la source pour les deux types de FET indiqués (utilisables jusqu'aux courants mentionnés pour chacun d'entre eux, 100 mA et 1 A respectivement) est négligeable.

Tant que la tension aux bornes de C1 est supérieure à la tension de seuil des FET (de l'ordre de 2 V pour



les types mentionnés), le courant continu de circuler vers l'appareil connecté à la protection. La durée pendant laquelle le FET reste en conduction dépend en fait de trois facteurs : la valeur de résistance de R2 au travers de laquelle se décharge, très lentement, le condensateur C1, de la valeur de ce dernier et de la valeur de la tension de la pile. Plus la tension à laquelle se charge C1 peut se charger, plus il faudra de temps à ce condensateur pour se décharger jusqu'à une valeur de tension entraînant le blocage de T1. Avec le dimensionnement adopté ici pour C1 et R2, il faudra, dans le cas d'une tension de pile de 5 V, de l'ordre de 10 mn avant que ce ne soit le

cas. Le FET ne cesse pas de conduire brutalement, mais voit sa résistance augmenter peu à peu dès que la tension aux bornes du condensateur est tombée aux alentours de la tension de seuil. Peu de temps avant la coupure effective de l'appareil on a une diminution progressive de sa tension d'alimentation, ce qui pourrait se traduire, dans le cas d'une

électronique numérique, par la prise d'un état de fonctionnement non défini. Il faudra par conséquent tenir compte de cette spécificité du présent circuit lorsque l'on choisit de l'utiliser.

(060121-1)

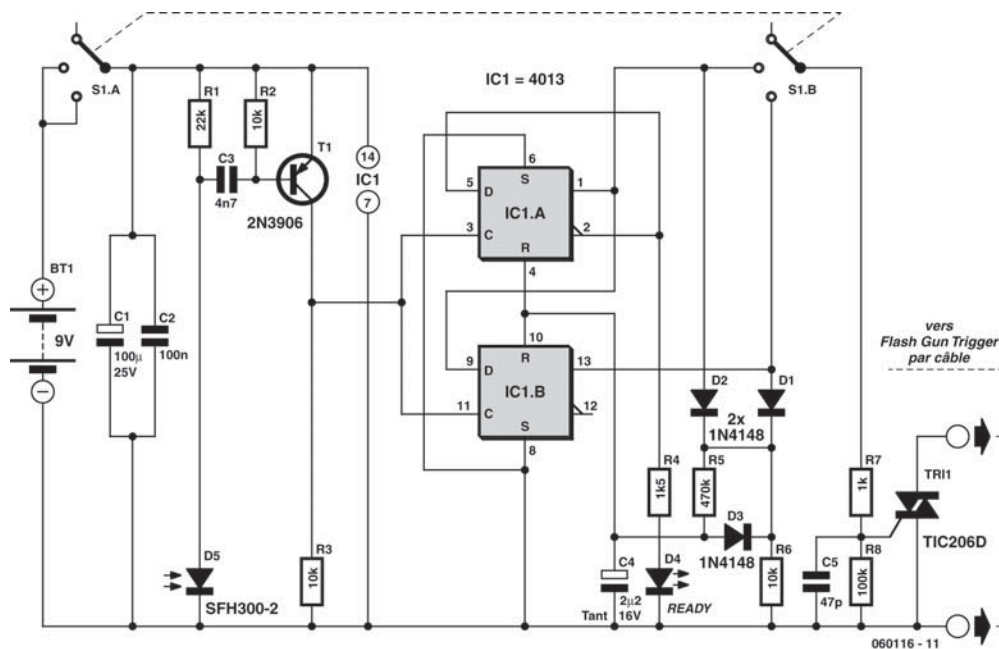
## 248 Déclencheur de flash-esclave

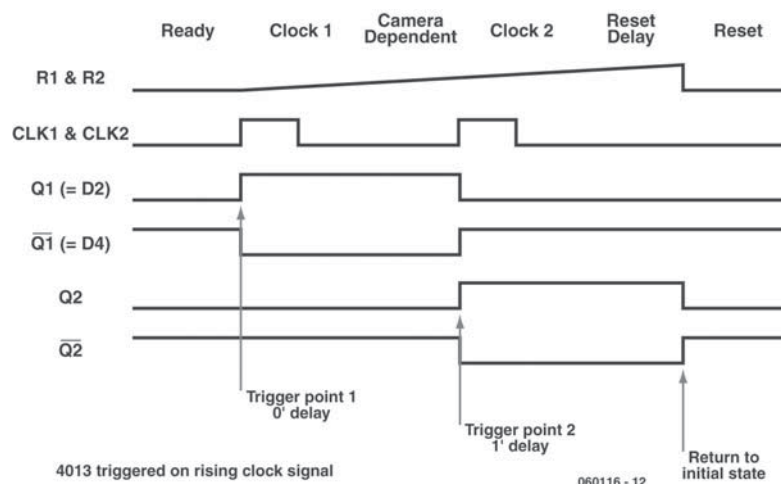
JEUX & MODÉLISME

Utiliser un appareil photo dans un environnement sombre voire totalement noir requiert, en règle générale, l'utilisation d'un éclairage additionnel. Cette technique est souvent utilisée, et cela même s'il existe suffisamment de lumière naturelle, pour prendre des photos à rehaussement du contraste en utilisant un flash de remplissage (*fill in*) pour accentuer les objets de premier plan se trouvant à l'ombre. La plupart des appareils photo intègrent leur propre flash mais ce dernier n'est bien souvent pas suffisamment puissant pour illuminer un sujet se trouvant à quelque trois mètres voire plus de l'appareil.

Les appareils photos SLR sont dotés d'un support à rails sous tension permettant de déclencher un flash plus puissant, mais les petits appareils n'en possèdent pas. Il est cependant possible, par des

moins optiques, de déclencher un flash-esclave à l'aide du flash de l'appareil photo. Même dans ce cas-là, les choses sont loin d'être simples, car certains appareils des marques Olympus, Nikon et Canon pour ne citer que celles-là, produisent en fait un double flash bien que ce redoublement ne soit pas perceptible à l'œil nu. Le premier flash sert à l'exposition, le second ayant lieu lors de la prise de la photo. On pourra trouver des informations concernant les paramètres de synchronisation sur de nombreux sites Internet tenus par des photographes professionnels. Vous pouvez jeter un coup d'œil sur le site [www.caves.org.uk/flash/docs.html](http://www.caves.org.uk/flash/docs.html) où vous trouverez une série d'articles (en anglais) avec kits pour le photographe amateur désirant en savoir plus.





Le circuit de déclenchement proposé ici capte les flashes de l'appareil photo et, selon le cas, flashe en même temps que le premier flash, soit il attend le passage du premier flash avant de déclencher le flash-esclave. Il faut ajouter de l'électronique si l'on veut déclencher plus tard qu'après le passage du premier flash (possible par une modification du montage non décrite ici).

Voici comment les choses se passent. La réponse du phototransistor D5 au flash produit par l'appareil photo est appliquée, après avoir été transformée en impulsion par l'amplificateur à transistor T1, dans l'entrée horloge d'un double flip-flop, IC1. La sortie de l'un des flip-flop allume une LED en tant que signal « Paré ». Un interrupteur à glissière bipolaire à trois positions, S1, permet de paramétrer à 0 (pour les appareils Kodak par exemple) ou à 1 (pour les Olympus) le nombre de flashes à attendre avant de déclencher le flash-esclave. Les deux flip-flop inté-

grés dans le moins du monde 013 sont mis à contribution, le signal d'horloge dérivé du flash est utilisé (déclenchement sur le flanc montant du signal d'horloge) pour une « division par deux » et le déclenchement du triac TIC206 au premier ou au second flash. Nous utilisons un mécanisme de réinitialisation simple à réseau RC (R6/C4) et doté d'un délai relativement long (de l'ordre de la demi-seconde) pour réinitialiser l'ensemble du circuit.

L'intérêt du triac est qu'il peut être amorcé par une tension de polarité négative ou positive.

Il est possible de remplacer le 2N3906 par le BC212L aux caractéristiques quasiment équivalentes. La photodiode SFH300-2 est disponible chez Maplin (MESNP64U). Pour le triac, rien n'interdit d'utiliser un TIC126D.

(060116-1)

Peter Metcalfe

## 249 Limitation de courant paramétrable

ALIMENTATIONS & CHARGEURS

### Pour alim symétrique

L'électronique objet de cet article peut, en principe, être intercalée dans n'importe quelle alimentation symétrique ; elle permet alors un paramétrage de la limitation de courant. Dans l'exemple proposé ici, le circuit limite le courant à l'entrée de la paire de régulateurs de tension de sorte que ces derniers sont protégés contre toute surcharge. Il s'agit ici d'une petite alimentation de labo universelle à sorties symétriques pour  $\pm 15$  et  $\pm 5$  V.

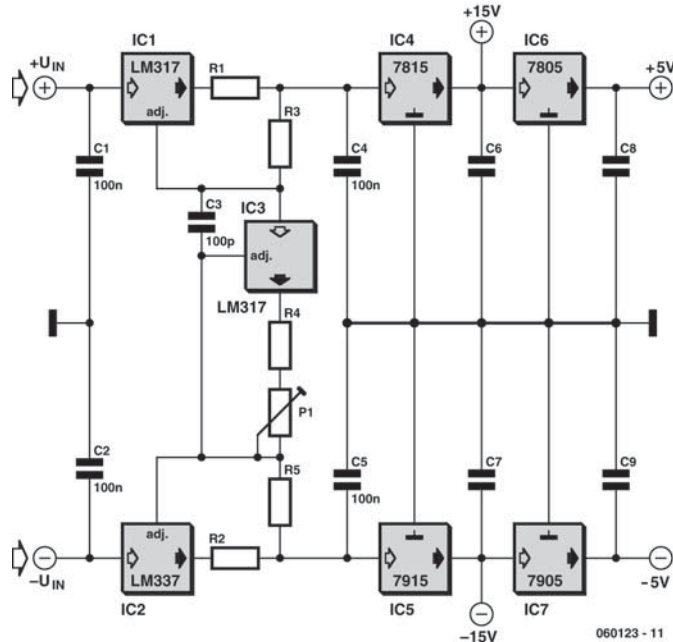
Si les régulateurs de tension pris à la sortie (7815/7915 et 7805/7905) n'appellent guère de remarques particulières, le circuit de limitation de courant à base de LM317 et LM337 monté en amont ne s'explique pas de lui-même. Le LM317 supérieur se charge de la limitation de courant dans la branche positive de l'alimentation. L'astuce se situe au niveau de la combinaison de deux résistances prises entre la sortie et l'entrée de réglage (ADJ) du régulateur. Sur le schéma d'application de



base du LM317 monté en limiteur de courant (source de courant constant) on n'utilise à cet endroit qu'une seule résistance aux bornes de laquelle le régulateur ajuste la tension à une valeur constante de 1,25 V. Le courant se trouve alors limité à une intensité de  $1,25 \text{ V}/R$ . Si l'on souhaite une limitation de courant à 1 A cela donne, mathématiquement, une valeur de résistance de  $1,25 \Omega$ . Il est cependant pratiquement impossible de réaliser une limitation de courant ajustable double. A moins que vous ne connaissiez une source d'alimentation de potentiomètre stéréo de  $1,2 \Omega$ . L'idée de subdiviser la résistance en deux résistances partielles permet de solutionner ce problème. Seule la résistance prise à la sortie du LM317 sert de capteur de courant pour la limitation de courant. La seconde résistance sert à provoquer, à l'aide d'un courant auxiliaire (ajustable) une chute de tension supplémentaire. L'atteinte de ces 1,25 V (seuil d'entrée en fonction de la limitation de courant) prend en compte la somme des deux chutes de tension. Il devient possible ainsi d'ajuster, par le biais du courant additionnel à travers la résistance supplémentaire, la limitation de courant de façon continue et cela simultanément pour les branches positive et négative, comme le montre le schéma.

Il va sans dire que ce serait un gaspillage de courant inutile que de faire circuler par la résistance additionnelle un courant de taille proche du courant de sortie. Ceci explique que l'on puisse adopter pour la seconde résistance une valeur plus élevée. Si nous ajoutons, à la première résistance, une résistance de  $1,2 \Omega$  (pour notre courant maximal de 1 A), une résistance de  $120 \Omega$ , il devient possible d'arriver à une chute de tension de 1,2 V à l'aide d'un courant additionnel de 10 mA déjà. La limitation de courant entre alors déjà pratiquement en fonction à 0 A. Si nous ramenons le courant additionnel à 0, nous nous trouvons en présence d'une limitation de courant à 1 A.

Il est prévu, pour le paramétrage de la limitation de courant par le biais d'un courant additionnel, un second LM317. La résistance aux bornes de ce



régulateur de tension monté en drain de courant définit l'intensité du courant additionnel et par conséquent le courant de sortie tant de la branche positive que de la branche négative. La résistance fixant le courant auxiliaire prise au drain de courant prend la forme d'une résistance fixe prise en série avec un ajustable (ou potentiomètre). Pour une valeur totale de  $120 \Omega$ , un potentiomètre de  $100 \Omega$  associé à une résistance de  $22 \Omega$  permet une plage de réglage de la limitation de courant allant de quelques milliampères à 1 A.

La tension d'entrée minimum pour le circuit est fonction de la tension souhaitée en sortie et du courant maximal. Si l'on souhaite, par exemple, demander à un 7815 un courant maximal de 500 mA, il faut disposer en entrée d'une tension minimale de 17 V environ.

A cela s'ajoute la chute de tension sur la résistance à la sortie du LM317 (ou LM337 selon le cas) ainsi que la perte de tension minimale de ce dernier, ce qui nous donne, dans le cas le plus défavorable,  $1,2 + 2,2 \text{ V}$ . On en déduit qu'il faut tenir compte, pour le circuit de limitation de courant, d'une perte de tension de l'ordre de 4 V. Il faut donc que l'électronique présentée soit alimentée sous  $\pm 21 \text{ V}$  au minimum pour qu'elle soit en mesure de fournir  $\pm 15 \text{ V}$  et  $\pm 5 \text{ V}$  régulés en sortie.

Si l'on envisage de dériver la tension d'entrée symétrique d'un unique enroulement de transformateur à l'aide d'une paire de diodes et de deux condensateurs électrochimiques, il faudra veiller à ce que ces derniers soient dimensionnés en conséquence (en raison de l'ondulation résiduelle supérieure à celle d'un redressement double alternance).

Il est recommandé de découpler les sorties des régulateurs de tension à l'aide de condensateurs électrochimiques de 4,7 à 10  $\mu\text{F}$  additionnels, ceci étant particulièrement vrai pour les quatre régulateurs de tension fixes présents à la sortie du circuit.

(060123-1)

Malte Fischer

## 250 Oscillateur de puissance à amplitude constante

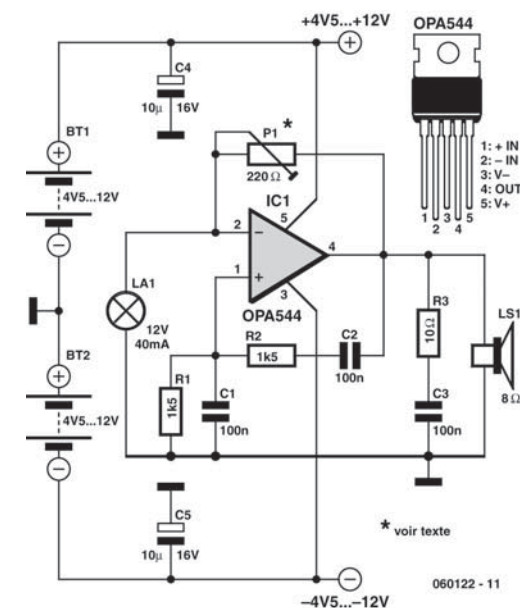
MESURE &amp; TEST

Ce montage produit un signal d'une fréquence d'environ 1 kHz dont la puissance est telle qu'elle permet d'attaquer directement un haut-parleur.

L'amplificateur opérationnel choisi est un OPA544. Il s'agit d'un modèle à haute tension et fort courant qui supporte des tensions d'alimentation de  $\pm 35\text{ V}$  et peut fournir un courant de sortie d'au moins 2 A. Un oscillateur à pont de Wien est construit autour de l'amplificateur opérationnel. L'une de ses branches comporte un potentiomètre ajustable P1 et une lampe, qui définissent le facteur d'amplification de l'amplificateur opérationnel. L'autre branche comporte les composants qui déterminent la fréquence, à savoir  $R1/C1$  et  $R2/C2$ .

À la mise sous tension, la lampe est froide et sa résistance faible, le gain est donc très grand. Quand le courant traverse le filament de la lampe, la température de celui-ci augmente et sa résistance avec, le facteur d'amplification diminue donc. Le processus se répète jusqu'à ce qu'un équilibre s'établisse. De cette façon, le montage maintient automatiquement constante l'amplitude du signal de sortie.

L'amplitude de sortie est déterminée par la position du curseur de P1 et par les caractéristiques de la



résistance de la petite lampe. Si le montage n'oscille pas spontanément, modifiez la résistance de P1.

(060122-1)

Malte Fischer

## 251 Séparateur pour électrophone

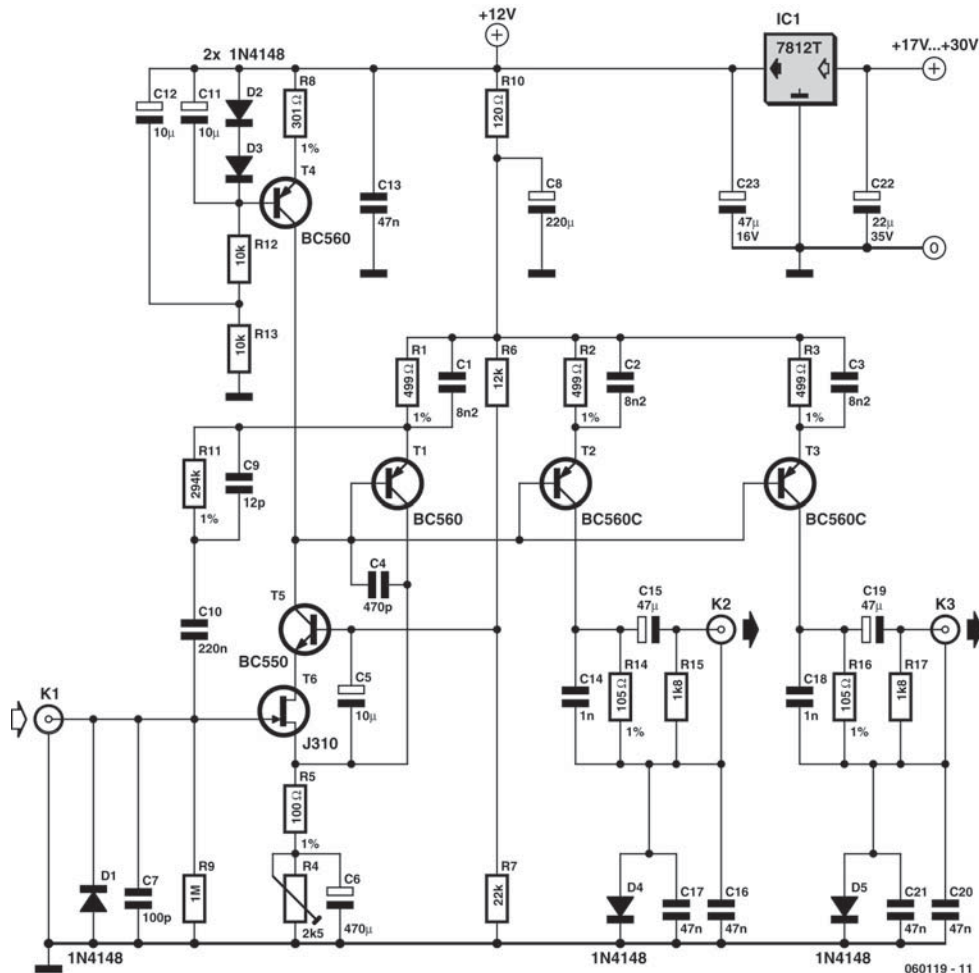
AUDIO &amp; VIDÉO &amp; PHOTO

Ce montage est destiné à diviser le signal d'un électrophone à tête de lecture magnéto dynamique de façon à l'envoyer à deux amplificateurs RIAA sans crainte de boucle de masse. Il s'agit donc d'une sorte d'amplificateur de distribution pour signaux d'électrophone.

Le montage a été conçu pour « Haarlem105 », radio d'une cité néerlandaise. Pour les bons vieux programmes régionaux, les signaux de deux électrophones étaient envoyés à la grande table de mixage

radio (sur laquelle arrivaient aussi les indicatifs et les micros des présentateurs), pour un programme de musique de danse moderne, ils devaient l'être vers une petite table de mixage de club, disposée entre les électrophones.

Un câblage en dérivation aurait donné lieu à une boucle de masse et la charge de la tête ne le permettait pas. Impossible également avec un amplificateur RIAA complet puisque toutes les entrées ligne de la petite table de mixage étaient occupées. On ne



voulait pas non plus d'un commutateur de plus, les risques d'erreur (boutons mal tournés) étant déjà trop grands...

Le montage fonctionne comme suit. La contre-réaction ramène la tension du signal de la tête magnéto dynamique sur R5. Le courant du signal qui en résulte traverse T1 mais aussi T2 et T3, puisque les bases sont interconnectées. Il en résulte une tension de signal sur R14 et R16. Une extrémité de R14 ou de R16 est à la masse locale de la table de mixage de sorte que la tension du signal s'applique entre l'entrée et la masse locale des tables de mixage. On connecte à la masse locale une table de mixage par l'intermédiaire du blindage des fiches RCA. L'isolement du châssis en sortie doit donc être parfait.

Les diodes D4 et D5 jouent le rôle d'une sorte d'interrupteur *ground lift* (destiné à couper la masse de la terre). Nous voulons relier d'une façon ou d'une autre la masse de l'amplificateur de distribution à celle des tables de mixage sans bien sûr faire de boucle. Le courant continu issu de T2 et T3 revient ensuite vers l'amplificateur de distribution par le blindage des câbles RCA et la connexion de masse.

La chute de tension continue sur D4 et D5 est trop petite pour que ces diodes conduisent. Les sorties de tension de signal sont donc bien isolées l'une de l'autre, ce qui limite les risques de boucle de masse. En l'absence de liaison entre la masse de l'amplificateur de distribution et celle des tables de mixage, D4 et D5 conduisent. Tout fonctionne encore mais il y a bien une liaison à basse impédance entre le

blindage de X2 et celui de X3 par les diodes, ce qui peut donner lieu à une faible boucle de masse puisque les masses des tables de mixage sont aussi en contact l'une avec l'autre par un autre chemin.

Nous réalisons l'impédance d'entrée de 47 k $\Omega$ , indispensable pour connecter une tête magnéto dynamique, par un bouclage avec R11. Le bruit d'entrée sera ainsi plus limité que si nous avions franchement soudé une résistance de 47 k $\Omega$  en dérivation à l'entrée.

La présence de l'ajustable R4 vient de la forte dispersion des caractéristiques du transistor à effet de

champ T6. Réglez R4 de façon à obtenir environ 1 V sur R1. Si R4 est un ajustable à piste de carbone, soudez son curseur du côté positif (comme sur le schéma) de façon à éviter l'anodisation (oxydation) du curseur.

L'amplificateur de distribution du Haarlem 105 proposait cinq voies, assez pour deux électrophones stéréo, et il était alimenté par un 7812 sans radiateur.

(060119-1)

Marcel van de Gevel

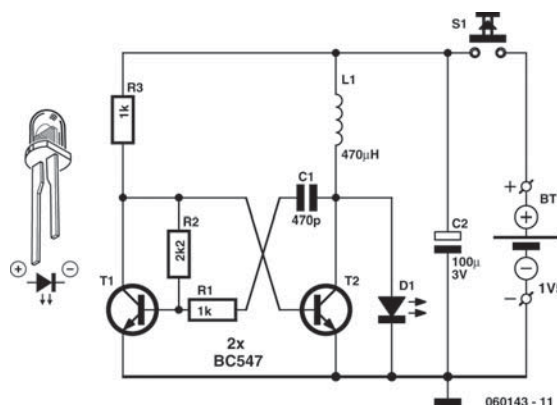
## 252 Appareil bio de « luminothérapie » à LED

MAISON

Il est de notoriété publique que la lumière peut se révéler d'un grand secours pour la santé, tant physique que psychique, de l'être humain. Une lumière de longueur d'onde appropriée peut soigner les dépressions mais aussi les allergies.

On trouve dans le commerce des appareils, dont le prix s'échelonne de 60 à 150 €, préconisés comme remède universel contre les allergies causées par la poussière des maisons ou le rhume des foins. Si l'on examine leur mode d'action, il apparaît que leur fonction est assez simple à expliquer.

Ils ont tous en commun la caractéristique d'émettre une lumière rouge intense aux environs de 660 nm. Des biophysiciens ont mis en évidence que la lumière de cette longueur d'onde produisait une influence favorable sur le corps humain et qui pouvait résulter en un effet curatif. La photothérapie, comme elle s'appelle, est, dans ce cas-ci, un traitement des réactions allergiques de l'organisme basé sur la neutralisation des radicaux libres oxydants et un renforcement simultané du système immunitaire des cellules, ce qui réduit l'inflammation de la muqueuse nasale. Comme on ne fait appel à aucun médicament, mais seulement à de la lumière visible, il n'y a pas d'effet secondaire à craindre. Des études scientifiques ont montré que, si ce traitement n'est pas efficace chez toutes les personnes allergiques, il agit chez au moins 72% des patients. Comme la Sécurité Sociale n'intervient pas dans le remboursement de ces appareils relativement coûteux, l'idée d'en fabriquer un soi-même a fait son chemin.



Le choix du boîtier s'est porté sur celui d'un petit instrument qui sert à couper les poils du nez et, si on ne dispose pas d'un tel accessoire prêt à subir un recyclage, le prix d'un neuf, entre 2 et 5 €, n'est pas rédhibitoire. C'est que l'alimentation y est déjà présente, puisqu'il contient un support de pile AA. Le circuit doit pouvoir fournir une tension entre 1 et 1,6 V à une LED rouge à haut rendement, mais aussi rester très compact, vu l'exiguïté du boîtier. Ici aussi, on a pensé au recyclage, en fait celui d'un circuit conçu par Burkhard Kainka et paru en juin 2002 dans les Mini-projets d'Elektor : la lampe de poche à LED, capable de faire briller une LED blanche. Comme dans ce circuit les impulsions de tension suscitées par la bobine sont limitées par la LED, il s'adapte automatiquement à la tension directe requise. Il convient donc parfaitement pour la LED rouge à haut rendement à 660 nm de

longueur d'onde de notre appareil de traitement biolumineux. Comme le boîtier choisi ne peut pas héberger la platine, il faut ici se résoudre à un câblage volant ou sur un petit morceau de platine perforée. Puisque le circuit s'accommode d'une large gamme de tension, il peut aussi bien puiser son énergie dans une pile alcaline AA que d'un accumulateur NiMH de 1,2 V du même format. La consommation est d'environ 20 mA.

Le circuit une fois construit et son fonctionnement vérifié, on applique la tension de service et la LED rouge s'allume. Une durée de traitement quotidien de 5 à 10 mn par narine devrait suffire à produire une amélioration notable après deux semaines.

(060143-1)

Jörg Trautmann

## 253 Oscillateur en mode partiel à ampli-op

HAUTES FRÉQUENCES

Les quartz présentent la particularité d'une caractéristique amplitude/phase qui se répète assez bien pour des fréquences qui sont des multiples impairs de la fondamentale. Il existe ainsi des quartz dits « overtone » taillés pour offrir cette propriété dans une large mesure, mais en principe tout cristal peut s'utiliser sur une de ses harmoniques, aussi appelées des partiels. Avec les oscillateurs par harmonique à transistor, on réalise communément des circuits qui travaillent sur l'harmonique 3, mais s'accrocher à la 5<sup>e</sup> ou la 7<sup>e</sup> est plus laborieux et demande souvent un réglage critique (précisons que sous l'influence anglo-saxonne, on considère que l'harmonique 3 est le triple du fondamental, donc que l'harmonique 1 serait le fondamental, ce qui est assez ambigu pour un *overtone*, mais quand on doit compter sur ses digits...).

Le circuit présenté ici travaille avec un amplificateur opérationnel rapide et oscille sans peine, au choix, sur la fréquence triple, quintuple ou septuple de la fréquence naturelle du quartz.

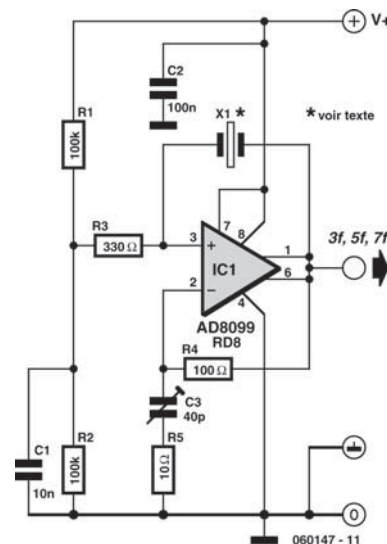
L'amplificateur opérationnel est monté en non inverseur et le quartz est intercalé entre sortie et entrée non inverseuse. Le gain, qui doit en principe être de 1× pour osciller, est déterminé par le réseau R4, R5 et le condensateur d'ajustage C3. La caractéristique de ce petit réseau dépend de la fréquence d'une manière telle que le gain augmente en rapport avec la fréquence. Le gain est réglable par C3. L'astuce utilisée, c'est que le gain à la fondamentale est trop petit pour entretenir l'oscillation, mais suffisant pour le faire sur le partiel 5 ou 7, selon la position de C3.

L'auteur a pris comme quartz un modèle ordinaire pour ordinateur de 10 MHz. Selon le réglage de C3, le circuit fournissait un signal de sortie à la stabilité du quartz à une fréquence de 50 ou 70 MHz. Il faut

cependant signaler qu'il y a différentes fréquences de résonance série fondamentales pour un quartz.

Le réglage peut se faire très simplement à l'aide d'un fréquencemètre. Quand on tourne C3, la fréquence de sortie change. Mais quand C3 atteint à peu près la bonne position, tout se passe comme si la fréquence s'asservissait au partiel. Ce domaine de « verrouillage » n'est pas particulièrement étroit et le réglage de C3 n'est pas très critique. Après réglage, la fréquence de sortie est « stable comme le cristal ».

En principe, on peut utiliser le circuit jusqu'à près de 100 MHz, à condition de diminuer le cas échéant les valeurs de R4 et R5. Avec un quartz de fréquence plus élevée, 15 MHz par exemple, on peut également accorder le circuit sur l'harmonique 3, ce qui fournit alors du 45 MHz.





Le montage a été testé sous des tensions d'alimentation entre 5 et 9 V, la tension maximale admissible par la puce étant de 12 V.

La tension de sortie crête à crête vaut environ la tension d'alimentation moins quelques volts et la sortie

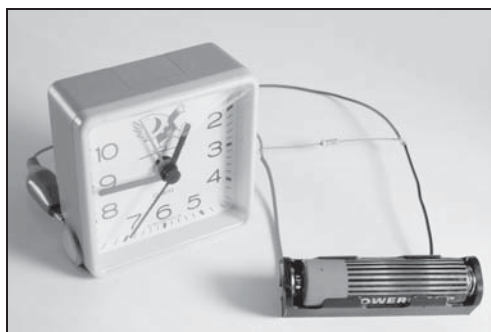
est capable de délivrer suffisamment de courant pour attaquer une charge à relativement basse impédance.

(060147-1)

Gert Baars

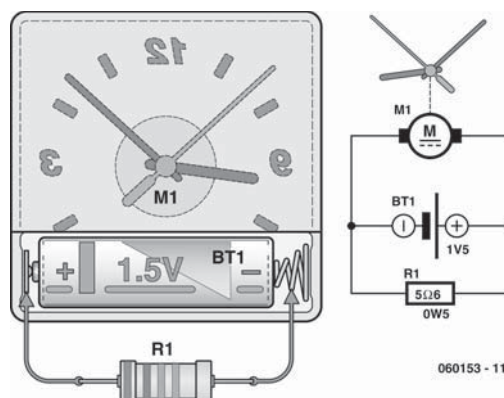
## 254 Testeur d'accumulateurs super simple

MESURE & TEST



Voici un système très utile pour se faire une idée de la capacité d'un accumulateur. Nous utilisons une horloge électrique peu onéreuse. Avec une résistance en parallèle sur l'accumulateur, il se déchargera nettement plus vite qu'avec la pendule seule. Si vous choisissez une résistance de  $5,6 \Omega$  (prenez un modèle de 1 W pour ne pas vous brûler), le courant de décharge fera  $1,2/5,6 = 0,2$  A environ.

Ce courant moyen, multiplié par le nombre d'heures pendant lesquelles l'horloge aura fonctionné après l'avoir branchée sur l'accumulateur,



vous donnera une bonne approximation de sa capacité. Lors de la décharge d'éléments au CdNi, il faut les retirer rapidement du circuit lorsque l'horloge s'arrête, ce type de cellules résiste mal à une décharge excessive. Nous vous conseillons donc de surveiller la tension d'une manière ou d'une autre, par exemple en branchant un multimètre en parallèle sur la résistance.

(060153-1)

J. Van der Sterre

## 255 Quadruple alimentation pour amplificateur hybride

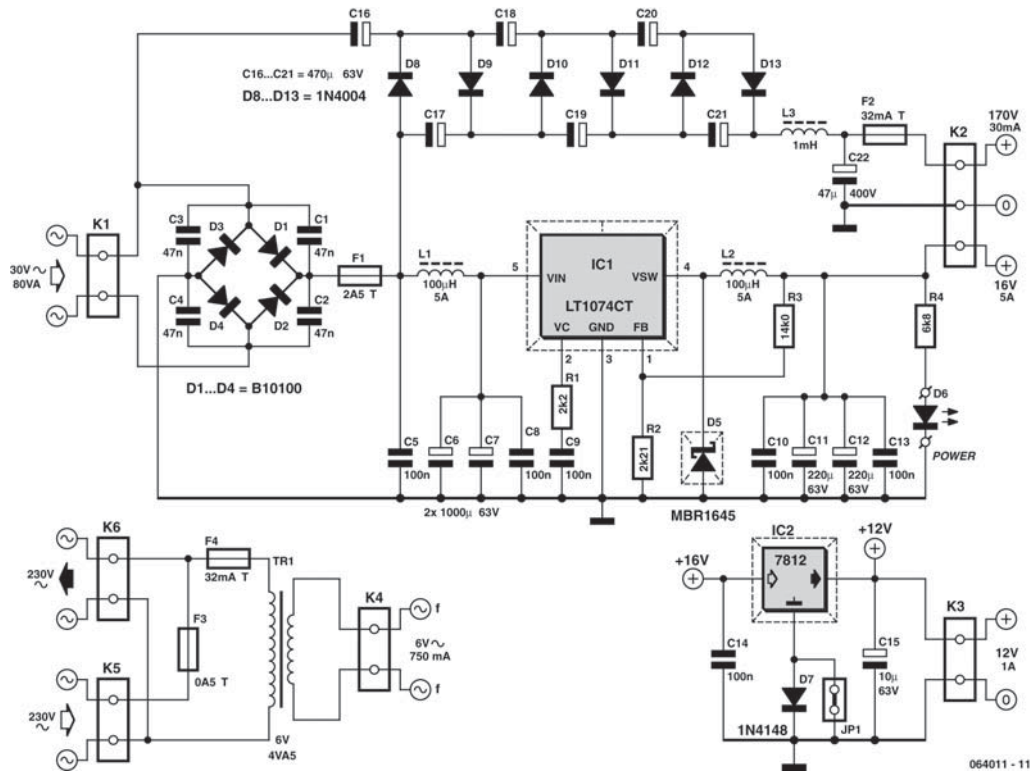
ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Bien que cette alimentation soit surtout conçue pour l'amplificateur hybride élémentaire, décrit dans ce numéro, d'autres applications peuvent en profiter. Nous faisons usage d'un montage cascade pour 170 V, d'une alimentation à découpage pour 16 V, d'un stabilisateur régulier pour 12 V et d'un transformateur séparé pour une tension de chauffage de 6,3 V.

Nous avons choisi le LT1074CT (IC1) pour pouvoir fabriquer une alimentation simple à haut rendement avec des composants suffisamment standard. Cette solution provoque de moindres pertes de puissance

qu'un stabilisateur de tension linéaire. Elle nous permet de partir d'une tension de transformateur plus élevée et d'une plus petite cascade pour produire le 170 V (nécessaire pour l'étage SRPP de l'amplificateur). Avec un plus faible courant d'entrée, nous avons également moins de pertes sur le redresseur (D1 à D4). Un régulateur de 12 V (IC2) produit à partir du 16 V une tension stabilisée pour le petit étage tampon.

L'utilisation d'un ECC83 dans l'amplificateur hybride nous permet également d'envisager l'utilisation de ces 12 V pour la tension de chauffage du



tube. Il nous faut alors 12,6 V. Le courant supplémentaire demandé par le tube est de l'ordre de 150 mA. Le régulateur de 12 V doit donc être refroidi. Il le sera par une version courte du radiateur SK129 de Fischer (38,1 mm, 6,5 K/W). La diode D7, sur la ligne de masse du régulateur, nous assurera le supplément de tension de 0,6 V. Nous pouvons court-circuiter D7 en posant le cavalier JP1 pour avoir une tension de sortie de 12 V.

Les composants IC1 et D5 demandent un peu plus de refroidissement mais la version de 63,5 mm du SK129 (4,5 K/W) leur suffira. Les deux composants se montent de façon pratique à l'envers du petit radiateur. N'oublions pas de les isoler électriquement l'un de l'autre et du radiateur !

Reportez-vous au site de Linear Technology ([www.linear.com](http://www.linear.com)) pour le brochage et les cotes du LT1074.

Vous pouvez choisir des modèles standard pour les bobines d'arrêt L1 et L2 (5 A). Si vous souhaitez un meilleur filtrage de la fréquence de découpage de 100 kHz, placez un filtre LC supplémentaire en sortie. Les diodes de redressement sont des B10100. Ces diodes Schottky ont une tension de seuil plus

basse (0,7 à 0,8 V seulement à 10 A). Nous avons choisi à dessein une tension inverse de 100 V qui permet également d'utiliser un LT1074HVCT. Sa tension d'entrée peut atteindre 60 V ce qui permet de l'utiliser avec un transformateur de 40 V. Avec la même cascade, 220 VDC ne posent aucun problème. Le LT1074CT standard ne supporte que 45 V et IC1 fonctionne ici aux limites de ses caractéristiques spécifiées.

La haute tension destinée au tube est produite par une cascade. Nous aurions naturellement pu proposer un transformateur spécifique avec redresseur et lissage. Il nous aurait alors fallu un transformateur de 4,5 VA dont nous aurions utilisé le secondaire de 40 V en primaire. Ce n'est pas tout à fait un transformateur standard. La source de la cascade est donc un transformateur de 80 VA et la valeur des condensateurs de la cascade est un peu plus élevée que ce qui est strictement indispensable. Calculons maintenant la tension à laquelle nous pouvons nous attendre. Dans notre cas, nous pouvons compter sur une tension à vide de  $4 \times 30 \times \sqrt{2}$  V, à peine 170 V donc. D'éventuels parasites HF n'échapperont pas au filtre composé de L3 et C22. Si la cas-

cade délivre 20 mA, la tension peut tomber à 140 V. Si la charge est plus conséquente, il est recommandé de réduire la cascade et d'augmenter la tension du transformateur (avec mise en service d'un LT1074HVCT, puisque la tension d'entrée est plus grande).

Un transformateur de 4,5 VA fournit la tension de chauffage du tube. Il fournit pratiquement un peu plus de 6 V, tout près donc de nos 6,3 V. On peut,

naturellement, choisir un transformateur spécial ou une tension continue stabilisée de 6,3 V. Tout dépend des goûts et du but visé.

Vous pouvez, en principe, également utiliser l'alimentation pour deux voies mais si votre amplificateur utilise un ECC88, il peut être nécessaire de doubler la cascade.

(064011-1)

## 256 Odomètre de bicyclette avec dynamo sur moyeu

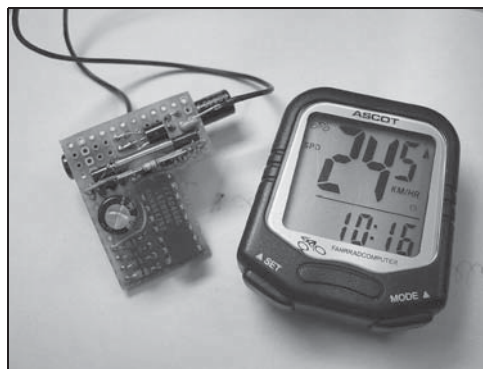
JEUX & MODÉLISME

Des problèmes posés par le compteur kilométrique (odomètre) sans fil de sa bicyclette donnèrent à l'auteur l'idée de ce montage. Ces appareils sont en deux parties, un ordinateur de bord et un petit émetteur fixé sur la fourche de la bicyclette. Le petit aimant monté sur un rayon active un instant l'émetteur à chaque tour de roue (si la mécanique est bien réglée). Comme la portée de l'émetteur est limitée (75 cm), vous aurez de la chance si tout fonctionne du premier coup. Et si la tension aux bornes de la pile baisse un peu, vous pouvez toujours essayer de le secouer.

**Le montage suivant met fin à ces problèmes.**

La dynamo Shimano NX-30, présente dans le moyeu de roue a 28 pôles. Elle produit par tour de roue 14 périodes complètes de 6 V de tension alternative (lorsque les feux sont en service, à vide, cette tension est beaucoup plus élevée). Les composants C1, C2, D1 et D2 sont chargés de la doubler. Le stabilisateur IC2 garantit à l'émetteur et au diviseur IC1 une tension de 12 V, aussi élevée que celle de la pile. Le diviseur IC1 divise la fréquence de la tension de la dynamo par 14, si bien que l'émetteur reçoit une impulsion par tour de roue. Cette impulsion remplace celle produite initialement par le contact à lames souples.

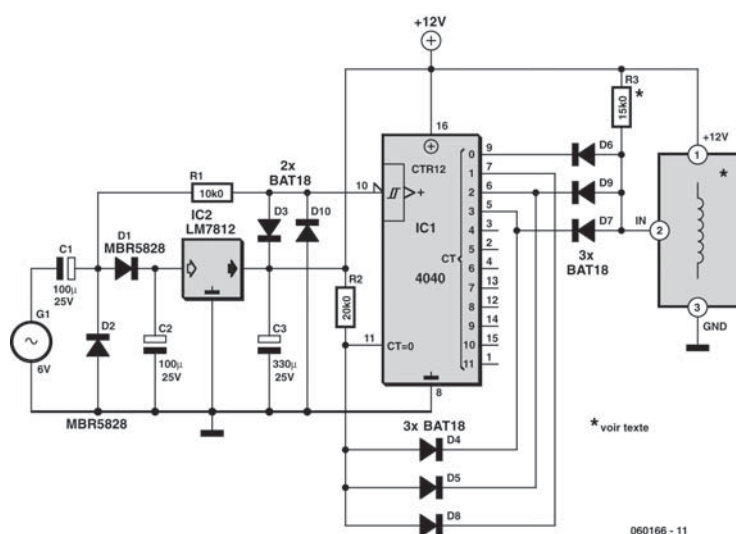
Le montage se pose dans le phare. La place n'y manque pas et vous n'aurez pas à chercher trop longtemps le fil de la dynamo. L'éloignement de l'ordinateur de la bicyclette n'est pas non plus trop grand. Un truc vous permet de réduire le nombre de composants.



Sur son prototype, l'auteur divise le compteur par 16 et corrige le paramètre de roue par 16/14 dans la configuration de l'ordinateur de sa bicyclette. Ce truc lui permet de se passer de D4, D5 et D8.

(060166-1)

Hans Michielsens



060166 - 11

## 257 Circuit de commande pour 20 LED

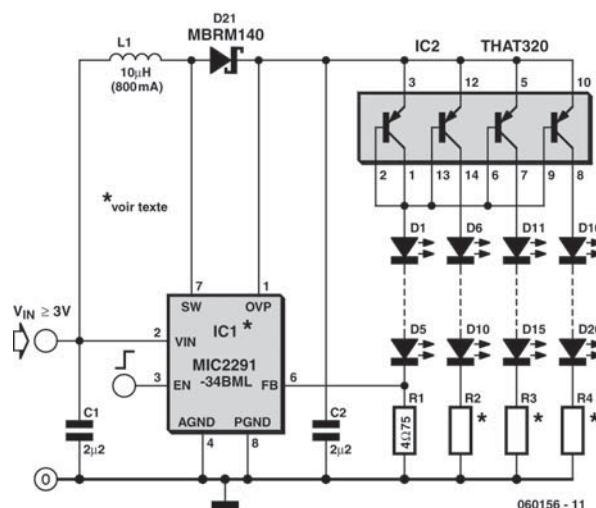
### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

En raison du rapport cyclique maximal admissible que connaissent les régulateurs-rehausseurs (*step-up*) à découpage il n'est possible, avec une tension de pile faible de 3 V par exemple, de piloter que quelques LED d'une barre seulement.

Dans le cas de sept LED prises en série et possédant une tension directe de  $7 \times 3,4 \text{ V} = 23,8 \text{ V}$ , on a besoin d'un rapport cyclique de 90%, valeur qui représente le maximum de ce dont est capable un régulateur à découpage. Si l'on a besoin d'un plus grand nombre de LED, il faudra les répartir en plusieurs branches, sachant que le convertisseur doit alors être en mesure de fournir le courant nécessaire à chacune des branches.

Il existe, en principe, plusieurs approches de commande d'une matrice de chaînes de LED. Avec la méthode la plus simple, les différentes chaînes comportent toutes le même nombre de LED protégées par une résistance-série prise en parallèle, approche supposant que la somme des tensions directes des LED d'une chaîne est pratiquement la même d'une chaîne à l'autre. Il suffit alors de réguler le courant circulant par l'une des chaînes à l'aide d'une résistance R1 et de fournir le même courant aux autres chaînes. Ceci suppose cependant que les tensions directes des différentes LED sont identiques, ce qui n'est pas toujours le cas dans la pratique. La solution consiste à utiliser un miroir de courant multiple que l'on peut réaliser : l'aide d'une matrice de transistors bipolaires tels que la THAT320 dont les transistors PNP sont très bien appariés. Pour la fonction de miroir de courant on interconnecte, sur la première chaîne (régulée) la base et le collecteur du transistor. Tant les connexions des bases que celles des émetteurs de tous les transistors sont à chaque fois interconnectées. Bien que les autres courants de chaînes soient prédéterminés, il est préférable de ne pas supprimer les résistances série R pour garantir un meilleur synchronisme.

Dans le circuit, un MIC2291 de Micrel, dit *PWM Step up LED driver* (tout un programme, un circuit de commande de LED MLI rehausseur de tension donc) pilote une matrice de  $4 \times 5$  LED, tout en gar-



dant une bonne marge de manœuvre tant du point de vue du rapport cyclique que de la puissance disponible. La tension présente à la sortie est, en fonctionnement normal, de 18 V maximum. L'une des spécificités intéressantes du MIC2291 est une tension de détecteur de courant de 95 mV, qui permet un rendement particulièrement élevé. Le courant de branche de LED répond à la formule suivante :

$$I_{LED} = \frac{95 \text{ mV}}{R1} = \frac{95 \text{ mV}}{4,7 \Omega} = 20 \text{ mA}$$

L'alimentation du circuit peut se faire à toute tension comprise entre 3 et 10 V. Il faudra, si l'on utilise moins de cinq LED par branche ou des LED ayant une tension directe plus faible, réduire en conséquence la tension fournie par la pile de manière à ce qu'elle soit toujours inférieure à la somme des tensions directes des LED d'une branche. Si l'on ne prête pas attention à ce point, on aurait circulation, comme c'est le cas avec n'importe quel convertisseur rehausseur (*boost converter*), à travers les LED, d'un courant permanent non contrôlé et dangereux. Il faut en outre, si l'on travaille avec des nombres de LED différents ou avec des LED de couleurs différentes, d'une branche à l'autre, que la somme des tensions directes des LED de la branche de référence (régulée) soit toujours la plus élevée.

L'entrée EN permet l'activation de la matrice de LED ( $EN > 1,5\text{ V}$ ), sa désactivation ( $EN < 0,4\text{ V}$ ) ou sa gradation (signal MLI, **M**odulation en **L**argeur d'**I**mpulsion = *PWM* pour *Pulse Width Modulation* en anglais). La fiche de caractéristiques du MIC2291 décrit une autre technique de gradation. Il est impératif d'utiliser, pour la diode Schottky, une diode de ce type ayant des temps de commutation, une capacité et un courant inverse faibles, une MBRM140 ou SS14 par exemple. Les condensateurs céramiques C1 et C2 doivent être des types XSC ou X7R et avoir la tension de service requise. La self de  $10\text{ }\mu\text{H}$  doit pouvoir supporter un courant de  $600\text{ mA}$  au minimum sans entrer en saturation ; il faut en outre qu'elle ait une résistance ohmique minimale. Nous n'insistons pas sur le fait que réaliser un circuit à pilotage de LED travaillant à une fréquence de  $1,2\text{ MHz}$  requiert le respect des recommandations pour régulateurs à découpage, vu que nous ne voulons pas enfoncer des portes ouvertes.

Le MIC2291-34BML et son homologue sans plomb MIC2291-34YML proposés en boîtier MLF  $2\times 2\text{ mm}$  est doté d'une protection de surtension  $34\text{ V}$  (broche OVP) ; la version MIC2291YDS proposée en boîtier SOT-23-5 est la version faible coût sans protection de surtension. Comme il faudrait, en cas d'utilisation de ce modèle, réaliser la protection nécessaire par l'adjonction de composants externes, nous opterons de préférence pour le premier modèle mentionné.

### Liens Internet

Fiche de caractéristiques MIC2291 :

[www.micrel.com/\\_PDF/mic2291.pdfpage=1](http://www.micrel.com/_PDF/mic2291.pdfpage=1)

Exemple d'application :

[www.micrel.com/\\_PDF/App-Hints/ah-59.pdfpage=1](http://www.micrel.com/_PDF/App-Hints/ah-59.pdfpage=1)

THAT320 :

[www.thatcorp.com/300desc.html](http://www.thatcorp.com/300desc.html)

(060156-1)

Eberhard Haug

## 258 Une autre source de puissance pour halogène

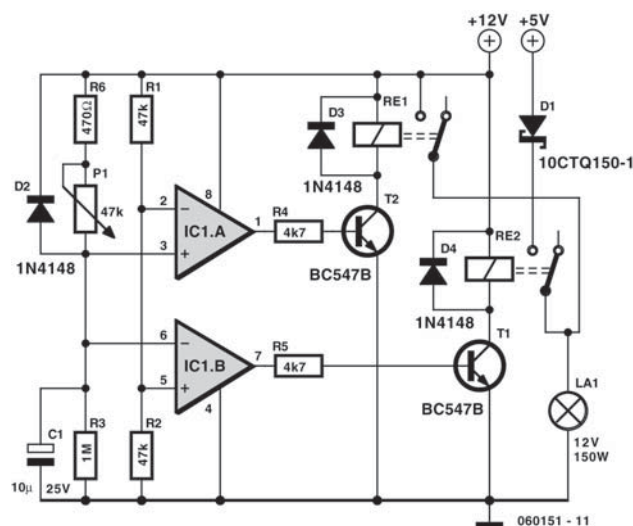
ALIMENTATIONS & CHARGEURS

Si vous n'avez aucune envie de casser une alimentation de PC pour servir de source de courant à un éclairage halogène, comme le préconisait l'article du numéro d'avril de cette année : Alim de PC = Puissance halogène, vous pouvez essayer ce circuit-ci.

En effet, ici, pas question de modifier l'alimentation. Le circuit fait fonctionner les lampes d'abord sur le connecteur de  $5\text{ V}$  (via RE2). Cela constitue un préchauffage. Ensuite, le relais RE1 leur envoie la tension de  $12\text{ V}$  tandis que le  $5\text{ V}$  est débranché. En conséquence, la pointe de courant pompée par les lampes est fortement réduite et la sécurité de l'alimentation ne réagit pas.

Voici comment fonctionne le circuit.

Dès que le bloc d'alimentation du PC est sous tension, IC1.B met T1 en conduction et RE2 est attiré. La tension sur l'entrée non inverseuse de IC1.B est de  $6\text{ V}$  et celle sur l'entrée inverseuse grimpe à partir de  $0\text{ V}$ . LA1 reçoit alors la tension de  $5\text{ V}$ . Après



expiration du délai, la tension sur C1 a augmenté à un point tel que IC1.B bascule et T1 bloque. En même temps, IC1.A bloque T2. Le  $5\text{ V}$  est découplé et le  $12\text{ V}$  le remplace. Dans la ligne à  $5\text{ V}$ , D1 sert à préserver le circuit de  $5\text{ V}$  de l'alimentation des



pointes de 12 V. D2 protège IC1 des surtensions à l'entrée si la tension de 12 V disparaît. R4 et R5 limitent le courant de base des transistors et D3 et D4 sont les traditionnelles diodes de pompage.

On peut régler à l'aide de P1 le temps pendant lequel LA1 reste sous 5 V. Le délai maximum

d'allumage vaut environ 0,33 s, le minimum à peu près 3,3 ms. Cela semble assez peu, mais le temps minimum de mise sous tension peut varier selon le modèle d'alimentation que vous utilisez, il est sujet à expérimentation.

(060151-1)

Stijn Coenen

## 259 USB-mètre

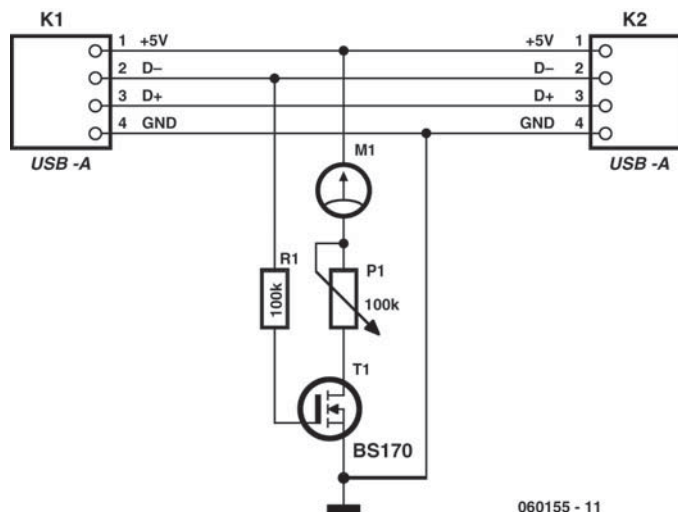
MICRO-INFORMATIQUE

Voici un accessoire au double usage : le développement et la déco !

Ce montage transforme les impulsions électriques en déviations de l'aiguille du galvanomètre.

Pour tout ceux qui se cassent les dents sur le bus USB, il rendra de grands services car il permet d'avoir une idée de la quantité de données qui circulent sur le bus. En effet lors de l'énumération (à la connexion du périphérique) un certain nombre de bits s'échangent entre le maître et le périphérique (*device*) : on verra alors de brèves impulsions sur l'aiguille du galvanomètre. Si par exemple on branche un périphérique consommateur de bande passante comme une Webcam on constatera que l'aiguille s'approche, selon les modes d'affichage demandés, de 100%. Pour tout ceux qui n'ont qu'une envie : « tuner » leurs PC, voici un accessoire très original qui n'existe pas (encore !). Imaginez un PC rutilant avec néon et *tutti quanti*, plus quelques beaux galvas rétroéclairés de grand-papa qui ondulent en fonction des débits des ports USB (Webcam, DD externe, manette de jeux, etc.) avec zone rouge, vert/orangé et rouge : le succès est assuré ! Cela nous étonnerait d'ailleurs guère que nous voyions apparaître, quelque semaines après la parution de la description de cet accessoire rigoureusement inutile donc absolument indispen-

sable dans les catalogues « made in Korea » de « PC tuning ».



### Description du montage

Archi simple et pas cher ! Procurez-vous le galva de votre cœur auprès de votre source d'approvisionnement préférée (récupération, E-bay, rebut, catalogue de matériel pour audiophiles, etc.) et soudez les composants sur un morceau de carte d'essai.

Tarage du 100% : branchez un périphérique de stockage comme un lecteur de carte un DD externe ou une clé USB et réglez le potentiomètre de telle manière que l'aiguille atteigne 100% pendant les premières seconde (le périphérique envoie un gros paquet de données après la connexion pour informer de sa structure et des fichiers qu'il contient), c'est fini !

Le mieux pour se rendre compte de la bande passante consommée est de placer USBmeter en amont d'un HUB et de brancher sur ce dernier quelques périphériques. La grille du transistor MOS T1 est commandée par les impulsions positives de la ligne DATA, comme le bus USB procède à un *bitstuffing* cette ligne n'est jamais toujours à 0 ou 1.

C'est pour cela que le galvanomètre indique un « taux d'activité » champêtre. Évidemment il est compatible USB1.1, USB2.0 et même USBx.x car ne nécessite aucun driver !

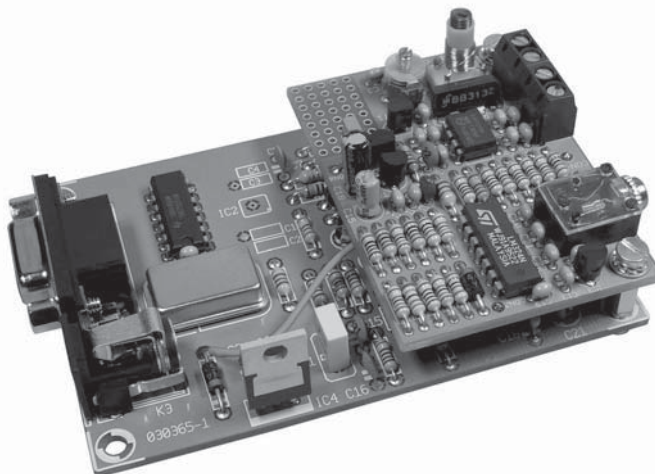
(060155-1)

Florent Simonnot

## 260 Mise à niveau pour le récepteur DRM

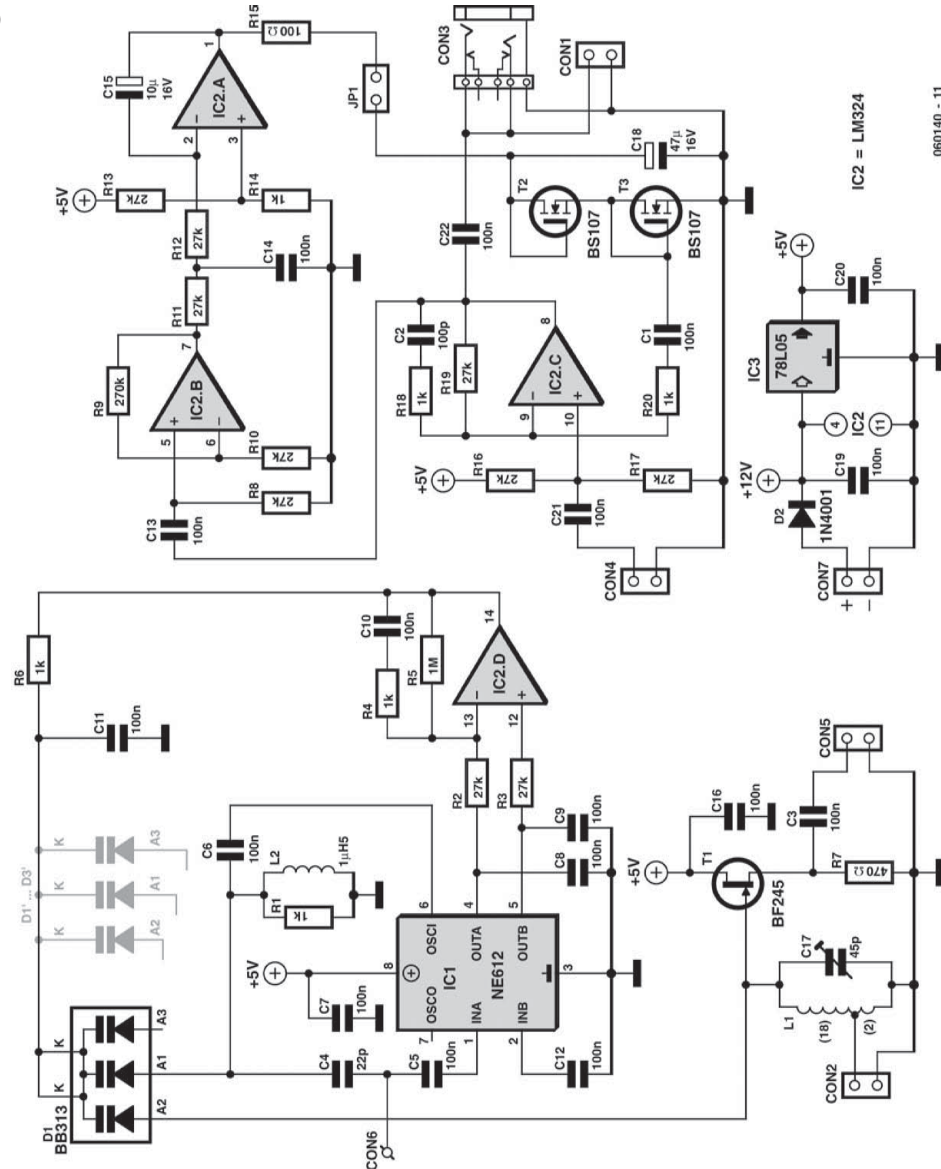
HAUTES FRÉQUENCES

Le récepteur DRM-maison décrit dans le numéro de mars 2004 d'Elektor (page 8) a été réalisé à plusieurs milliers d'exemplaires, son bon rapport qualité/prix en faisant une réalisation très appréciée. Entre-temps, nous avons procédé à diverses améliorations et proposé des possibilités d'extension dont le présélecteur automatique (10/04, page 58) et le réglage de gain automatique (03/06, page 79 et 04/06, page 77). Ces deux extensions ont subi un nouveau développement avant d'être dotée d'une platine commune. Elle dote le récepteur d'un module amont à syntonisation (accord) automatique pour les ondes courtes sur une plage allant de 3,5 à quelque 16 MHz et d'une CAG (Commande Automatique de Gain = AGC pour *Automatic Gain Control* en anglais). Ceci améliore sensiblement les caractéristiques de réception. On a en particulier une augmentation de la réjection de la fréquence-miroir et de la sensibilité, plus spécialement pour la réception de signaux faibles des types DRM (Digital Radio Mondiale), AM (Modulation d'Amplitude), BLU (Bande Latérale Unique = SSB pour *Single Side Band* en anglais) et Ondes Entretenues (CW pour *Continuous Wave* outre-Manche). L'accord du réseau d'entrée du circuit de la **figure 1**



se fait à l'aide d'une diode capacitive, le JFET BF245 en assurant le découplage. La tension de syntonisation est fournie par un circuit à boucle à verrouillage de phase (PLL pour *Phase Locked Loop*) centré sur le mélangeur NE612. On couple à l'embase CON6 le signal de sortie du synthétiseur direct de fréquence (DDS = *Direct Digital Synthesis*). Les diodes capacitatives utilisées ont une capacité de 480 pF à  $V_r = 1$  V. Comme on le voit, il est possible d'utiliser soit une diode triple BB313 soit une combinaison de plusieurs diodes individuelles du type BB112. L'une des trois diodes reste inutilisée et pourra servir à des applications ultérieures.

1)

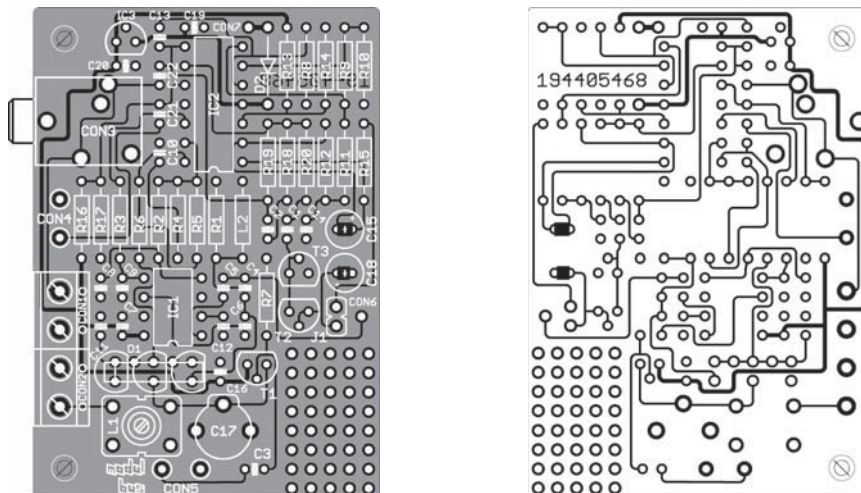


Le seconde sous-ensemble du schéma est un amplificateur de régulation reposant sur le quadruple amplificateur opérationnel du type LM324 qui peut, si besoin était, donner un gain allant jusqu'à 30 dB au signal de sortie de 12 kHz du récepteur, ceci en vue d'assurer un niveau constant. Une paire de transistors VMOS du type BS107 dont on pilote la résistance interne différentielle par le biais du courant de drain, servent de composants de paramétrage de la régulation.

La platine (**figure 2**) montre une réalisation bien pensée. La self L1 est bobinée sur un corps de bobine de 5 mm à noyau ferrite à vis. Elle est constituée de 20 spires (de fil de cuivre émaillé de 0,3 mm de diamètre) et possède une prise intermédiaire au niveau de la seconde spire (comptée par rapport à la masse).

Le signal de sortie régulée est relayé au bornier CON1 et au jack CON3. La platine est reliée au récepteur par le biais des connecteurs CON4 à

2)



### Liste des composants

#### Résistances

R1, R4, R6, R14, R18, R20 = 1 k $\Omega$   
 R2, R3, R8, R10 à R13, R16, R17, R19 = 27 k $\Omega$   
 R5 = 1 M $\Omega$   
 R9 = 270 k $\Omega$   
 R7 = 470  $\Omega$   
 R15 = 100  $\Omega$

#### Condensateurs

C1, C3, C5 à C14, C16, C19 à C22 = 100 nF  
 C2 = 100 pF  
 C4 = 22 pF  
 C15 = 10  $\mu$ F/16 V radial  
 C17 = ajustable 45 pF  
 C18 = 47  $\mu$ F/16 V radial

#### Semi-conducteurs

D1 = BB313 ou 3  $\times$  BB112  
 D2 = 1N4001  
 T1 = BF245

T2, T3 = BS107, BS170

IC1 = NE612

IC2 = LM324

IC3 = 78L05

#### Divers

JP1 = cavalier

CON1, CON2 = bornier encartable à 2 contacts  
 au pas de 5 mm

CON3 = embase 3,5 mm

CON4, CON5 = embase autosécable à 2 contacts ou fils

CON6 = picot 1 mm

CON7 = embase autosécable à 2 contacts ou picot 1 mm

L1 = mandrin universel à bobiner avec noyau ferrite (Conrad RFA 516651) et fil de cuivre émaillé de 0,3 mm

L2 = inductance fixe de 2 $\mu$ H2

Platine EPS060140-1

CON7. Il est possible de désactiver la CAG en ouvrant le cavalier JP1 (en l'enlevant).

Il faudra régler le présélecteur automatique de manière à avoir le meilleur synchronisme. Pour cela on réglera le module amont en jouant sur le mandrin à noyau à vis à ferrite, au niveau de signal maximum et ce à une fréquence de réception faible. On recherche ensuite une station puissante émettant aux alentours de 15 MHz et on accorde, par action sur le condensateur variable, à l'amplitude maximale. Grâce à cette paire de points de réglage on

obtient une bonne précision de synchronisme sur l'ensemble de la plage de syntonisation. La fréquence la plus élevée accessible dépend de la tension maximale appliquée à la diode d'accord et par conséquent de la tension fournie par l'alimentation. Ceci explique qu'il faille opter pour une alimentation fournissant 12 V. Le récepteur lui-même se débrouillerait aussi avec 9 V, mais cela aurait des conséquences néfastes sur la limite de syntonisation supérieure.

(060140-1)

Burkhard Kainka

## 261 Système d'orientation simple pour panneau solaire

MAISON

Le circuit décrit ici permet l'orientation sur deux axes d'un panneau solaire photovoltaïque ou de tout autre dispositif tirant son énergie du soleil.

Les capteurs servant à l'orientation prennent la forme d'une paire de LED rouges « haute luminosité » du type « crystal », c'est-à-dire dotées d'une lentille non colorée. Ces LED seront soudées sur un petit morceau de circuit imprimé suivant deux diagonales orientées haut/bas et gauche/droite en les séparant par un croisillon opaque de 30 à 50 mm de hauteur. Elles sont montées tête-bêche de manière à ce que leurs tensions s'annulent exactement lorsqu'elles sont exposées à la même quantité de lumière.

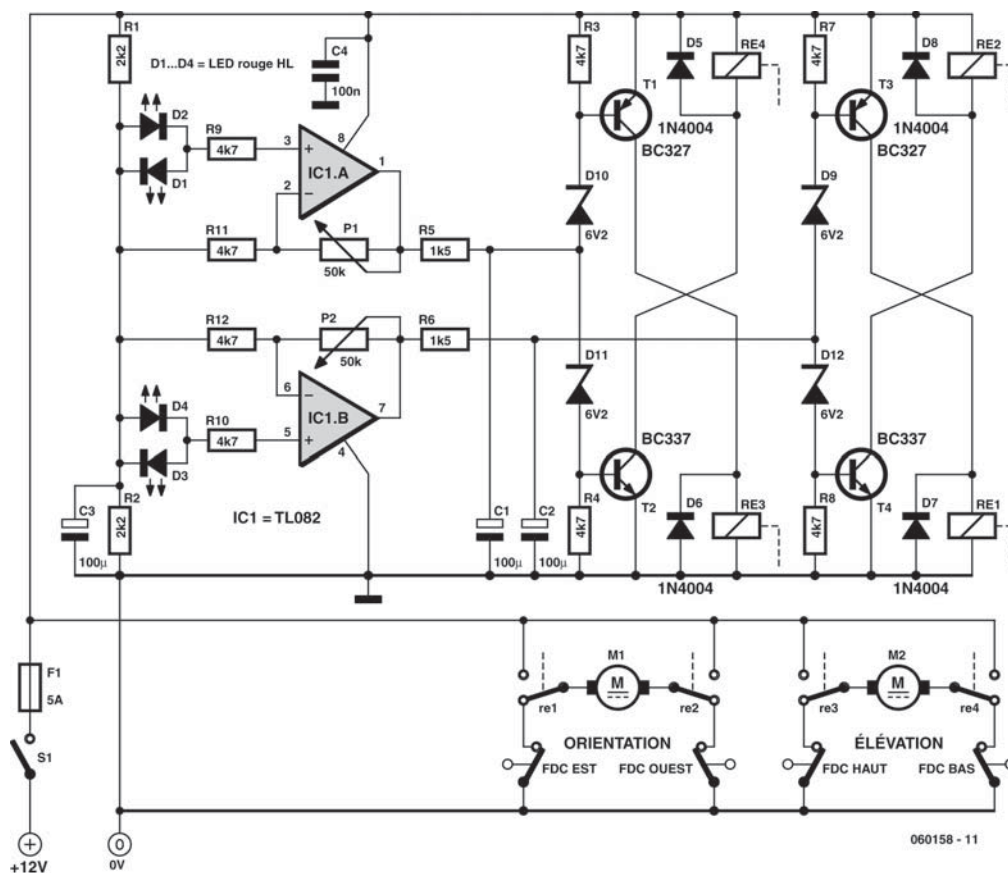
Les amplificateurs IC1.A et IC1.B délivrent une tension de sortie proportionnelle à l'écart de luminosité dans les deux sens. La sortie est tempérée

(hystérésis) par les condensateurs C1 et C2 avant d'être appliquée aux transistors T1 à T4 qui provoquent l'activation (collage) des relais K1 à K4 en fonction du sens de la correction à effectuer. Les diodes zener introduisent une plage d'hystérésis permettant d'éviter que les deux relais ne collent simultanément.

Les moteurs d'orientation et d'élévation sont intercalés entre les deux contacts communs des relais. Ce mode de câblage permet un freinage efficace, le moteur étant court-circuité lorsque les relais décollent.

Il est prudent de prévoir des fins de course (FDC) afin d'éviter le blocage mécanique des moteurs.

Il faudra vérifier que chaque fin de course coupe bien le mouvement correspondant, en démarrant à mi-chemin et en actionnant le contact à la main. Les







BSS295, de quoi commander le courant dans la bobine qui ne fait que 24  $\Omega$ .

Au moment de l'allumage du PC, le circuit consomme une pointe de courant d'environ 200 mA, puis le débit diminue pour s'établir aux alentours de 300  $\mu$ A. Il se peut que le courant de lancement soit encore plus grand, tout dépend des caractéristiques de l'alimentation de 5 V et des lignes internes du PC.

Il y a peu d'explications à fournir à propos de la construction de ce circuit. Recommander simplement de bien faire attention aux fils qui transportent la tension du secteur. Éviter que celle-ci ne puisse atteindre les bornes de la bobine. Respecter un écartement d'au moins 6 mm entre les conducteurs en question et la partie à basse tension. Voyez à ce sujet la page des conseils de sécurité.

(060177-1)

Uwe Kardel

## 263 R8CKey

MICROPROCESSEURS

La petite platine présentée ici et dont on retrouve la photo ci-contre, va remplacer l'implantation de plusieurs composants lors de l'utilisation du R8C en vue de sa programmation.

Comme on peut le voir sur le schéma de la **figure 1a**, on retrouve la description du premier numéro d'Elektor sur le R8C/13, les transistors et leurs résistances associées, le bouton de réinitialisation (*reset*) et l'interrupteur de Mode.

Le R8Ckey est alimenté par le montage par le biais du connecteur 6 broches K2 qui vient s'enficher dans l'embase K3 dont est doté le module R8C. Ceci permet de se passer de divers composants, en particulier ceux qui constituaient l'alimentation d'origine. L'avantage est bien sûr de permettre une implantation du R8C beaucoup plus légère.

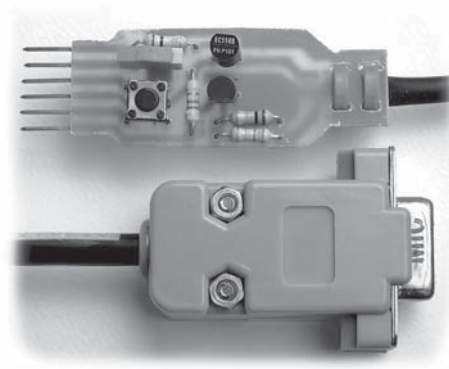
### Montage de la platine R8CKey

Il n'y a pas grand-chose à dire sur la réalisation de la platine du R8Ckey. La sérigraphie (**figure 2**) montre que l'implantation des composants est extrêmement facile. Implanter un interrupteur, mettre en place une touche et quelques composants passifs et actifs (deux transistors) n'est pas la mer à boire (même en cette période de vacances).

Commencez par souder le connecteur doré à une rangée de six contacts. Soudez-le avec son support plastique pour conserver le bon écartement, puis faites glisser la partie plastique à force pour le retirer. Soudez les résistances, les transistors, le bouton de *reset* et l'interrupteur à glissière S2.

Le câble est soudé sur le R8CKey avec la tresse de masse directement sur le plan de masse de la platine. Deux colliers nylon bloquent le câble.

À l'extrémité du câble, la broche 2 de la prise RS-232 correspond à RXD sur la platine vue côté cuivre, la broche 3 à TXD, et la broche 5 à la masse.



### Mise en œuvre du R8CKey

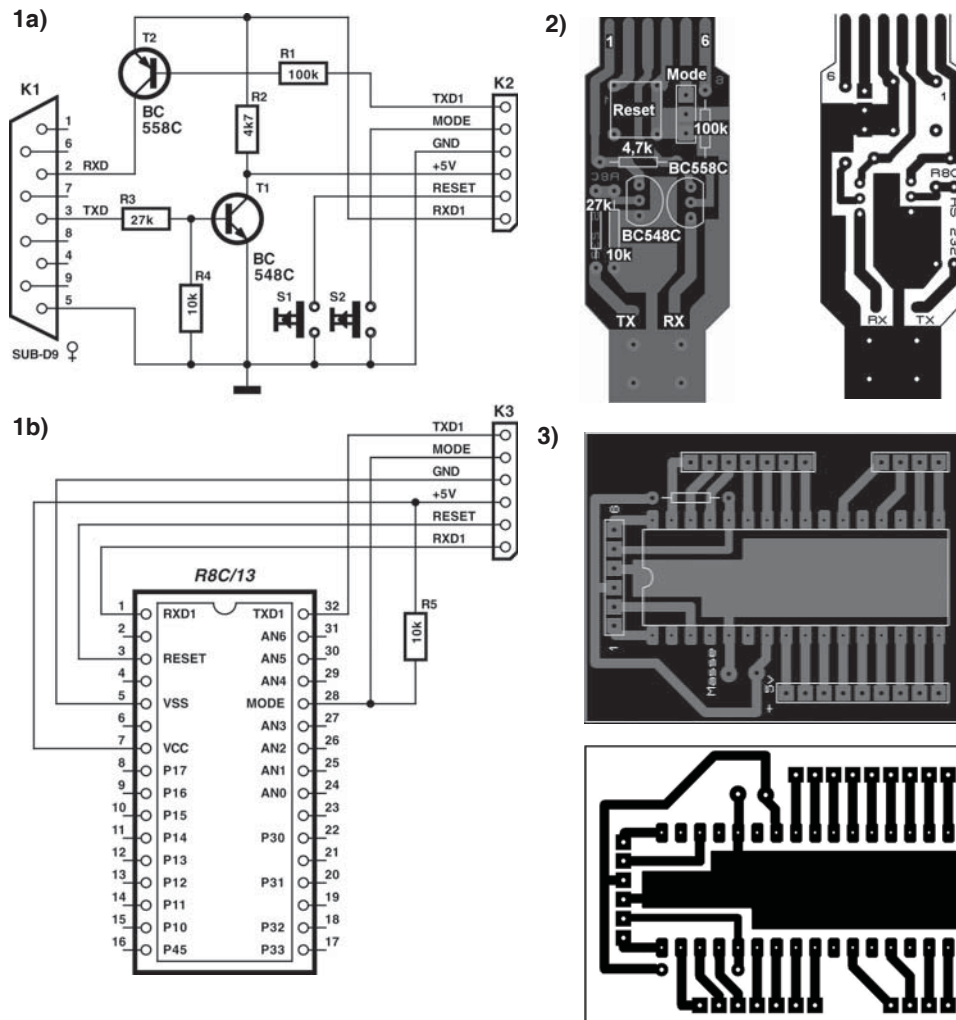
Avertissement : attention au sens d'implantation du R8CKey dans l'embase K3. Il doit être positionné avec le cuivre vers le R8C comme sur la photo. Une inversion sera fatale aux transistors sur la platine. L'utilisation du R8CKey est très facile. Il suffit de l'enficher sur son support devant le R8C, en respectant la polarité, comme nous le disions plus haut, le côté « cuivre » vers le R8C. Puis de raccorder la prise DB9 au port RS-232 du PC. Mettez le montage sous tension, placez l'interrupteur Mode vers le haut et appuyez sur le bouton Reset.

Il ne reste plus qu'à lancer la programmation du *chip*.

### Implantation à la tête du R8C/13

Le schéma donné en **figure 1b** est ici presque « transparent » puisqu'il se limite à un simple connecteur 6 broches. Nous vous proposons la sérigraphie de cette seconde platine et le dessin de ses pistes (**figure 3**).

La réalisation du second circuit imprimé, celui du côté du R8C est très simple, comme on peut le voir



### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 100 kΩ

R2 = 4kΩ7

R3 = 27 kΩ

R4 = 10 kΩ

#### Semi-conducteurs

T1 = BC 548C

T2 = BC 558C

#### Divers

S1 = bouton-poussoir (*reset*)

S2 = interrupteur à glissière encartable (Mode)

K1 = connecteur femelle Sub-D à 9 broches femelle pour cordon (RS-232)

K2 = connecteur doré mâle autosécable à 1 rangée de 6 broches

1 m de câble blindé à 2 conducteurs

sur cet exemple où le circuit imprimé apparaît par transparence.

La seule chose à souder sur la platine en test est la résistance de 10 kΩ prise entre la patte Mode (broche 28) de la platine support du R8C et le +5 V. Le typon, au format Proteus ARES et donc utili-

sable tel quel avec ce programme de dessin de circuits imprimés, est téléchargeable depuis le site de l'auteur : <http://perso.wanadoo.fr/asnora/R8C/r8ckey.htm>

(060175-1)

Jean Brunet

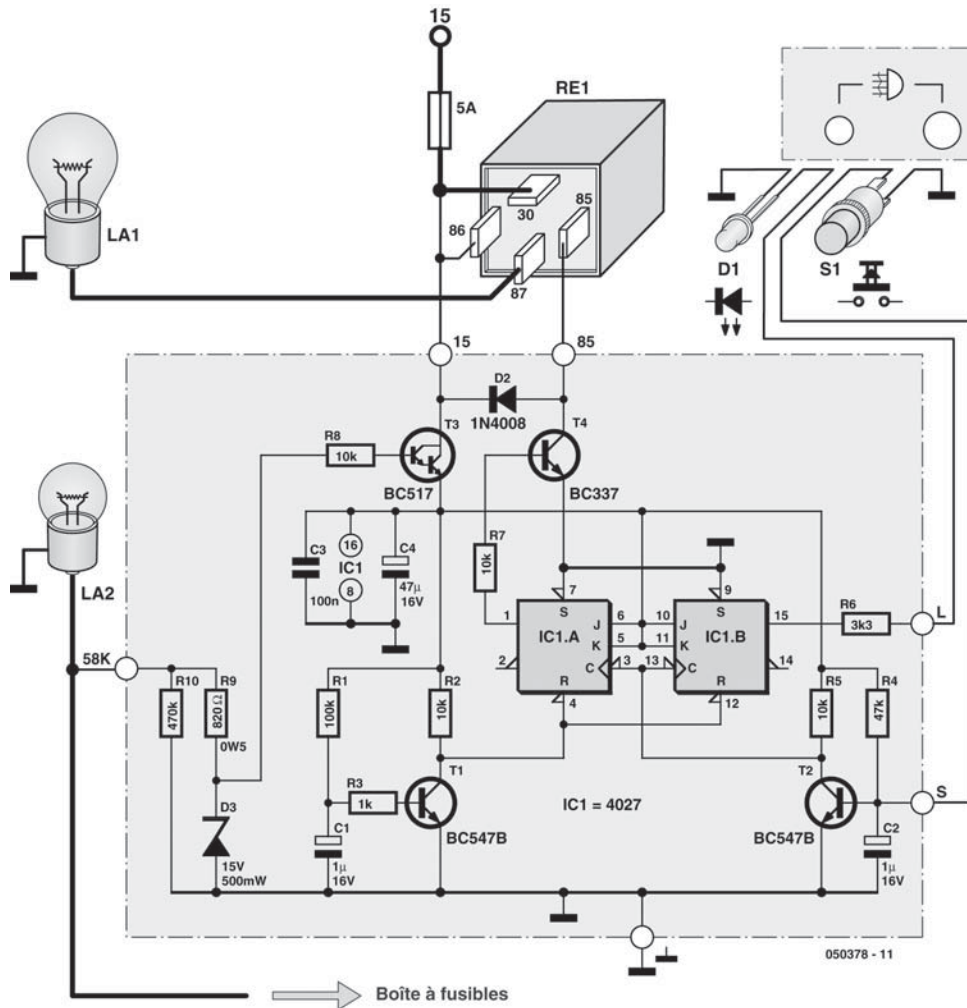
## 264 Feu anti-brouillard pour « oldtimer »

JEUX &amp; MODÉLISME

Dans certains pays européens, la loi requiert que les véhicules « antiques » soient eux aussi dotés d'un feu anti-brouillard monté à l'arrière du véhicule. Sur les voitures modernes, la commande du feu anti-brouillard est dotée d'une électronique qui évite que le feu anti-brouillard ne s'allume à chaque fois que l'on met en route l'éclairage du véhicule mais que l'on a oublié de couper le feu anti-brouillard à la sortie du banc de brouillard précédent.

La petite électronique proposée ici et au cœur de laquelle bat un double flip-flop du type 4027, va vous permettre de mettre votre feu anti-brouillard au niveau technologique actuel.

T3 travaille en émetteur-suiveur et n'alimente le circuit qu'à condition que les feux du véhicule soient allumés. Pour des raisons de sécurité, cette alimentation est dérivée de l'éclairage de la plaque d'immatriculation (La2) qui est allumée même au cas où l'on se déplace feux de codes et non pas feux de croisière allumés. Le fil allant à l'éclairage de la plaque d'immatriculation démarre en règle générale du coffret à fusibles du véhicule. Étant donné que l'état des sorties de IC1.A et de IC1.B est, à l'application de la tension d'alimentation, aléatoire, les entrées d'initialisation (*reset*) sont forcées, au travers de C1, R1 et T1, un court instant au niveau haut



lors de l'allumage des feux (mise du contact). Les deux sorties Q (broches 1 et 15) se trouvent alors au niveau bas.

IC1.A et IC1.B sont montées en bascule (*toggle mode*, J et K se trouvent au niveau haut). Les entrées de positionnement (*set*) sont forcées à la masse (ce qui les désactive).

Par le biais du bouton-poussoir S1, le conducteur génère une impulsion d'horloge qui produit le basculement des sorties des flip-flops. L'électronique anti-rebonds constituée par C2, R4 et T2 est essentielle pour l'obtention d'une impulsion d'horloge propre et par conséquent pour un fonctionnement fiable du circuit. On utilisera de préférence, pour C1 et C2, des condensateurs électrochimiques du type tantale.

La sortie Q de IC1.B alimente directement la LED D1 (modèle à faible courant, de couleur jaune comme le demande la loi). La sortie Q de IC1.A active, au travers de T4, le relais RE1 allumant le feu anti-brouillard La1. La diode de protection (roue libre) D2 protège T4 contre des tensions inductives qui pourraient naître lors du décollage du relais.

Sur les voitures d'un certain âge un régulateur de tension mécanique surveille la tension de charge en provenance de la dynamo ou de l'alternateur. Ce type de régulateurs est moins fiable que leurs homologues électroniques utilisés dans les voitures

modernes. Ceci explique la présence d'un limiteur de tension à base de diode zener (D3 et R9) chargé de maintenir la tension appliquée à l'émetteur de T3 en-dessous de 15 V, de manière à éviter que le 4027 ne soit endommagé par une tension trop élevée. L'alimentation de cette électronique est dérivée du coffret à fusibles. On trouve souvent à cet endroit une possibilité de connexion d'accessoire. Assurez-vous que celle-ci passe par la clé de contact. Le bouton-poussoir doit être du type à contact travail (c'est-à-dire qu'il s'ouvre lorsqu'il est relâché).

Assurez-vous d'une bonne connexion à la masse du bouton-poussoir et de la LED. Disposez la LED jaune à proximité du bouton-poussoir.

Le schéma utilise le codage dit de « Bosch » :

- ♦ 15= +12 V par le biais de la clé de contact
- ♦ 58K= éclairage de la plaque d'immatriculation
- ♦ 86= activation de la bobine du relais(+) ON
- ♦ 85= désactivation de la bobine du relais OFF
- ♦ 30= contact du relais (+) ON
- ♦ 87= contact du relais OFF

#### Important

Cette électronique convient uniquement aux véhicules ayant une tension de bord de 12 V et dont le pôle négatif de la batterie constitue la masse du véhicule.

(050378-1)

Eric Vanderseypen

## 265 Commutateur de disque dur

MICRO-INFORMATIQUE

En ces temps troublés de virus et autres menaces d'Internet contre la sécurité de notre PC, mieux vaut veiller à ne pas se retrouver infecté. Voici un circuit qui permet de séparer les uns des autres les disques durs installés sous le boîtier du même PC, pour empêcher les nuisances de se propager de l'un à l'autre.

Dans notre cas, il y a trois disques durs installés, un pour travailler sur Internet par ADSL, un autre pour l'échange de courriel et le troisième pour les autres applications. Si aucune donnée issue de l'Internet ne peut jamais atteindre ce troisième disque, il est d'office protégé contre les virus.

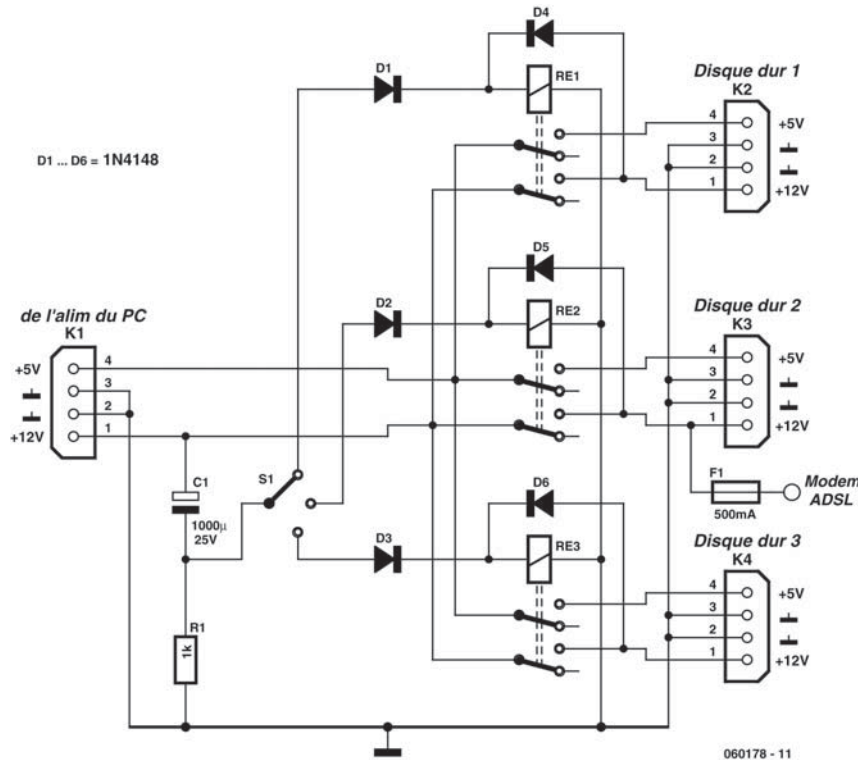
La solution exposée ici est en service depuis plusieurs années à l'entière satisfaction de son utilisateur. Elle présente encore un autre avantage. Si

jamais un doute survient sur le fonctionnement de l'ordinateur, il est facile de commuter vers un autre disque pour voir si le dysfonctionnement s'y produit également. Cela peut rendre la vie nettement plus facile lors d'une recherche de panne.

Le circuit travaille uniquement sur la commutation des tensions d'alimentation de 5 V et 12 V des disques durs. Hors tension, le disque est aussi hors service. On le réalise sans difficulté sur les disques SATA. Sur les IDE, il ne fonctionne qu'avec des modèles récents. Ce port ne peut piloter que des disques durs, à l'exclusion de lecteurs ou graveurs de CD-ROM, de DVD ou tout autre chose.

Le choix du disque se fait par commutateur rotatif, à placer dans la position souhaitée avant le démarrage du PC. Lors de la mise en route, la tension





d'alimentation va activer un des trois relais via la diode D4, D5 ou D6. Les relais sont dotés d'un circuit de maintien par l'intermédiaire d'une seconde diode, D7, D8 ou D9, de sorte qu'ils resteront excités aussi longtemps que la tension d'alimentation sera présente. Après l'allumage, le condensateur électrolytique C2 se charge à travers R2, si bien que très vite, on trouve le 0 V sur le contact central du commutateur rotatif. Le faire tourner maintenant n'aura plus aucun effet. Nul risque donc de commu-

ter par mégarde vers un autre disque alors que l'ordinateur est en service.

Le modem ADSL est alimenté par le PC. Or, cette tension d'alimentation n'est présente que si le disque dur numéro 2 est sélectionné. Impossible dès lors de communiquer par Internet si c'est un autre disque dur qui a été choisi.

(060178-1)

Uwe Kardel

## 266 Charlieplexing

DIVERS

Croyez-vous possible de commander les 8 chiffres d'un afficheur à 7 segments en multiplex par 9 fils seulement ? C'est pourtant vrai et nous allons vous montrer comment.

Normalement, un afficheur à 7 segments comporte huit LED, si l'on inclut le point décimal, que l'on pilote par huit broches plus un retour commun. Les segments analogues de chaque chiffre sont reliés en parallèle, mais un seul chiffre est activé à la fois, parce que chacun des chiffres dispose d'une broche

sur laquelle aboutit les autres électrodes des segments, anodes ou cathodes, selon le modèle. Vous pouvez les compter sur la **figure 1**, il y faut  $8 + 8 = 16$  raccords. Et pourtant, avec une certaine ingéniosité dans le multiplex, on peut le faire aussi par neuf fils. Ce qui saute aux yeux, dans la **figure 2**, c'est que chaque retour commun est aussi relié à un segment, un différent chaque fois, naturellement. En outre, il faut que l'électronique de commande soit capable de délivrer (source) autant

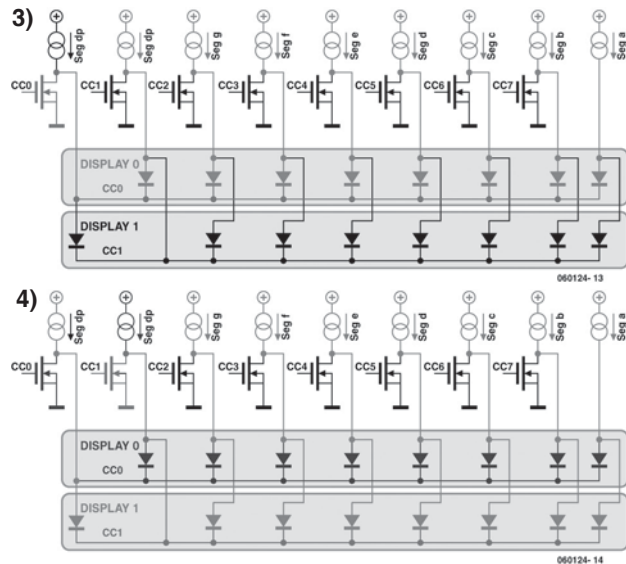


de courant qu'elle peut en évacuer (drain). Et voici comment ça marche.

À la **figure 3**, par souci de clarté, nous n'avons représenté que deux chiffres. CC0 attaque à la fois un segment (du chiffre 1) et une cathode commune (celle du chiffre 0). Quand cette ligne est au niveau logique « 0 », les segments du chiffre 0 peuvent s'allumer s'ils reçoivent du courant. Les segments du chiffre 1, en revanche, sont empêchés de s'éclairer, faute de pouvoir évacuer le courant. Il devrait passer à travers l'un des segments (ici celui de gauche), mais il est orienté dans le sens bloquant. Le chiffre 1 reste donc sombre et la même carence prévaut pour les six autres chiffres aussi.

À la **figure 4**, on voit la circulation du courant quand CC1 est au niveau bas. Alors, les segments du chiffre 1 peuvent s'allumer.

Vous pouvez obtenir davantage d'information sur le charlieplexing dans la note d'application 1880 de



Maxim : [www.maxim-ic.com/](http://www.maxim-ic.com/)  
[appnotes.cfm/appnote\\_number/1880](https://appnotes.cfm/appnote_number/1880)  
 (060124-1)

## 267 Alarme laser

MAISON

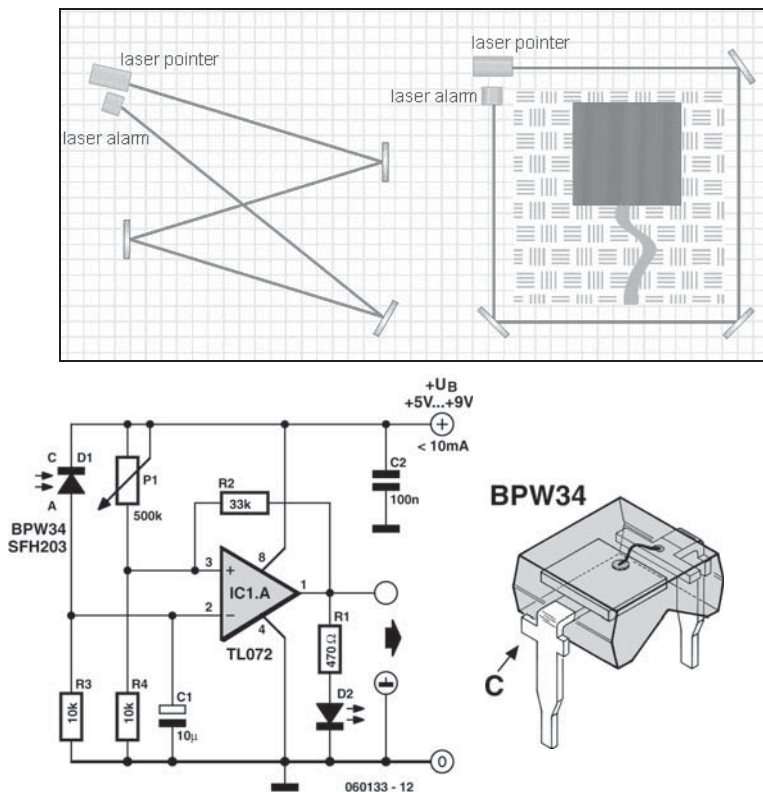
Ce circuit est un système avertisseur à laser comme on en voit au cinéma. Le faisceau d'un pointeur laser veille sur vos objets de valeur et vos biens. En bref, la résistance d'une photodiode augmente quand le faisceau est coupé par une personne, un animal ou un objet, et une alerte se déclenche.

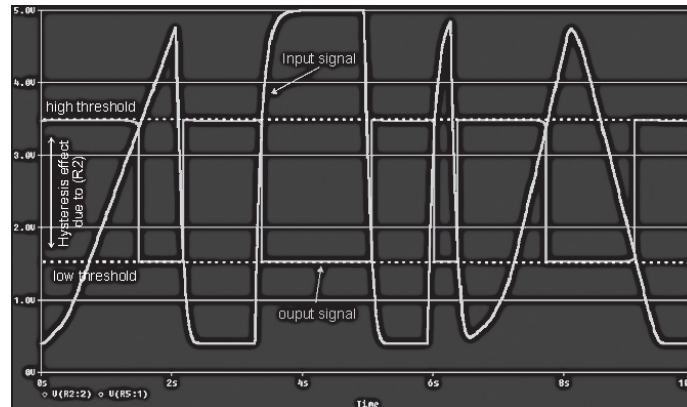
Le laser et le récepteur peuvent être contenus dans le même boîtier et partager la même alimentation. La consommation moyenne du récepteur n'atteint pas 10 mA. Le laser, comme vous le constaterez bientôt, est beaucoup plus gourmand ! Des miroirs dirigent le faisceau selon la configuration désirée. Les exemples d'un passage et d'une zone protégée sont illustrés dans un diagramme.

L'ampli op TL072 (IC1.A) du schéma est configuré comme un comparateur de tension entre la tension de référence (fournie par le diviseur de tension R1/R4) et la tension dépendant de la lumière (fournie par le diviseur de tension formé d'une photodiode D1 et de la résistance fixe R3). Si le faisceau

laser est interrompu, la tension de la broche 2 du comparateur de tension devient plus basse que celle de la broche 3. La sortie indique la présence d'une alerte en basculant à une tension positive (presque) égale à celle de l'alimentation. Ce signal peut actionner une sirène, un ordinateur ou une lampe, ce qui devrait en principe dissuader l'intrus. Il est aussi possible de déclencher « silencieusement » une alarme plus élaborée. Un certain degré d'hystérésis assuré par la résistance R2 neutralise les oscillations quand les tensions des deux entrées du comparateur sont presque égales. Le condensateur C1 insensibilise le circuit aux interruptions accidentelles et de courte durée du faisceau dues par exemple à des insectes volants. Réduisez la valeur à 1 mF si vous voulez que votre circuit réagisse plus rapidement.

Le diagramme du signal illustre le fonctionnement du circuit et le rôle de l'hystérésis définissant le seuil supérieur et le seuil inférieur de la tension d'entrée. On voit aussi le délai introduit par le





condensateur C2. Ce simple circuit peut être assemblé sur une carte pour montage expérimental. Une fois assemblé et testé, le circuit doit être monté dans un boîtier noir ne comportant qu'un petit trou. Le laser peut être monté dans le même boîtier, mais il faut s'assurer que la photodiode ne le « voit » pas directement. Une paille noire pour boisson enfilée dans le petit trou empêche toute autre lumière que celle du laser de pénétrer. Si le boîtier et les miroirs sont montés correctement, le rayon laser est si

intense que même la lumière solaire directe ne peut pas perturber le fonctionnement de la photodiode.

Prudence !

Respectez toutes les prescriptions de sécurité s'appliquant au laser utilisé. La puissance du laser doit être aussi basse que possible.

(060133-1)

Dimitris Kouzis-Loukas

## 268 Chasse-limaces

MAISON

Qu'il est agréable d'aller cueillir au jardin des fraises bien mûres ! À condition toutefois de les manger soi-même. Parce que tout jardinier, même amateur, connaît le désagrément de retrouver les plus beaux fruits picorés par les oiseaux. Aussi, installe-t-on des filets par-dessus les plantes. Et le lendemain matin, on constate que les fraises les plus appétissantes ont quand même été dévorées. La plupart du temps, le coupable est encore sur les lieux : une grosse limace.

Il faut faire quelque chose, un électronicien qui se respecte ne peut rester sans réaction. Dans les jardinerie, on trouve des bordures contre les limaces et il existe même des bandelettes spéciales dans lesquelles des fils électriques sont incorporés. L'alimentation est assurée par une pile de 9 V. Le test pratique prouve que les gastéropodes ne sont en rien impressionnés par ces conducteurs sous tension, ils les escaladent tout simplement.

Un deuxième essai a été tenté sur base d'une construction personnelle. Aux quatre coins d'une

grande platine cuivrée, on a collé de petits carrés de  $5 \times 5$  mm du même matériau sur lesquels on soude des fils de cuivre de 1 mm d'épaisseur, de manière à clôturer complètement la platine. On applique alors une tension de 6 V entre fils et face cuivrée. Et ça marche très bien : deux limaces condamnées à faire office de cobaye ont passé toute la nuit sur la platine. Malgré la pluie, elles n'ont pas réussi à surmonter l'obstacle électrifié. Malheureusement, le lendemain matin, les fils de cuivre étaient déjà largement oxydés.

Il fallait en outre imaginer une construction mécanique utilisable dans le jardin. Question alimentation, mieux vaut utiliser du courant alternatif, la corrosion est nettement moindre.

D'abord, on a choisi un profilé en L de fer blanc de  $12 \times 165$  mm. Le côté large du métal doit être profondément enterré pour éviter que les intrus puissent ramper dessous. Tous les 15 cm, un morceau de platine de  $10 \times 10$  mm (250 au total) a été collé sur le profilé pour soutenir un fil de cuivre à





contre de petites bêtes, mais si l'écartement est trop faible, le risque de court-circuit augmente.

Cette installation a fait ses preuves en essai pratique pendant deux ans. Elle a fonctionné pendant tout ce temps sans aucune panne et a interdit l'accès du terrain aux limaces.

Le générateur de tension alternative se compose d'un générateur d'horloge, d'un étage intermédiaire en pont et d'un détecteur de tension faible. Le chronomètre est formé de R1, C1 et IC1.A. Il n'y a qu'une exigence importante qui pèse sur cette horloge, il faut que l'alternance positive soit précisément aussi longue que la négative pour combattre effectivement la corrosion. C'est pourquoi IC2 divise par deux la fréquence et garantit ainsi un rapport cyclique de 50% exactement.

Les étages tampons construits sur IC1.B,C, D et E procurent un petit retard dans le pilotage de l'étage d'attaque. On évite de la sorte que T1 et T3 ne puissent conduire en même temps que T2 et T4, ce

qui occasionnerait une consommation trop forte du circuit. Le montage fait saturer alternativement T1 et T2 ou T3 et T4. On obtient alors en sortie une tension alternative, une onde carrée de  $12 V_{pp}$ . La détection de tension trop basse, c'est l'affaire de IC3, un ICL8211. Tant que la pile est en bon état, la LED clignote lentement. Si la pile est faible, la LED clignote plus vite. En outre, T5 bloque et la clôture n'est plus électrisée. Ce n'est utile que si le circuit est alimenté sur accumulateur. Si vous utilisez des piles ordinaires, vous pouvez omettre T5 et le remplacer par un pont câblé. Sur piles, il est également préférable de placer en série avec la LED un interrupteur que l'on n'utilise que pour effectuer une vérification de la tension. Cela augmente l'espérance de vie de la pile. La consommation passe en effet de 1,5 mA à 0,4 mA. Mais elle augmente sensiblement par temps humide.

(060179-1)

Uwe Kardel

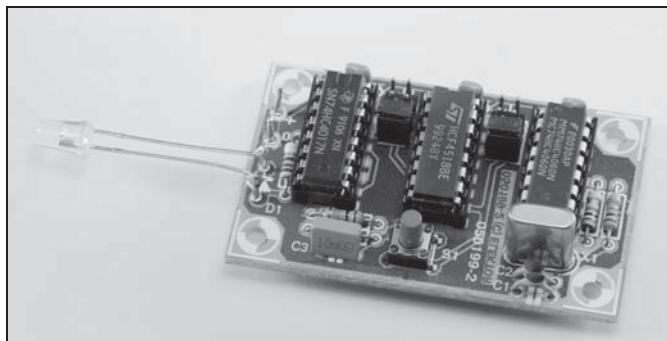
## 269 Générateur d'impulsions optiques

MESURE & TEST

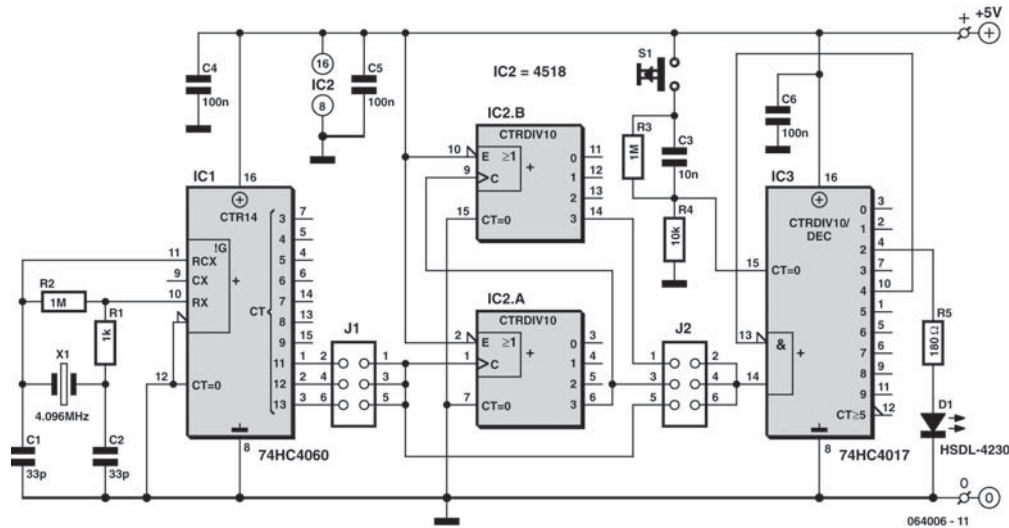
Ce petit ustensile a été élaboré à l'origine pour tester l'obturateur-mètre de décembre 2005, l'article portait comme sous-titre : mesurez avec précision jusqu'à 10  $\mu s$ . Il s'applique à tout appareil photo reflex argentique.

Pour savoir si le temps d'exposition de l'appareil est correct, il faut d'abord pouvoir le comparer à une impulsion bien calibrée. C'est précisément l'objectif de ce circuit. Mais il peut aussi bien servir chaque fois qu'une impulsion de précision est requise.

Le circuit se focalise sur trois puces de logique habituelle. La première est IC1, un 74HC4060 qui nous fournit une référence temporelle pilotée par quartz pour étalonner les impulsions. Nous avons pris une valeur traditionnelle pour la fréquence de ce quartz, 4,096 MHz. Pour couvrir la totalité des temps de pose d'un obturateur, nous avons réparti les largeurs d'impulsions en trois décades, à savoir : 1 / 2 / 4 / 10 / 20 / 40 / 100 / 200 / 400 ms.



Le cavalier J1 permet de sélectionner la fréquence de récurrence : 1000, 500 ou 250 Hz (cf. **tableau**). Ce signal d'horloge est ensuite envoyé sur J2 et la double décade de compteurs IC2, un 4518. Nul besoin d'une version rapide HC, la plus haute fréquence n'est que de 1 kHz. Avec J2, vous pouvez diviser la fréquence par 1, 10 ou 100. Ce signal est alors envoyé à IC3, un compteur de Johnson à cinq étages, configuré de manière à ce qu'il n'y ait finalement plus qu'une seule impulsion en sortie. L'avantage du compteur Johnson est qu'il fournit à chaque sortie une impulsion exempte de pointe de



### Liste des composants

#### Résistances

R1 = 1 kΩ  
 R2, R3 = 1 MΩ  
 R4 = 10 kΩ  
 R5 = 180 Ω

#### Condensateurs

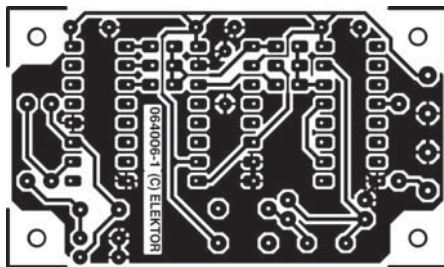
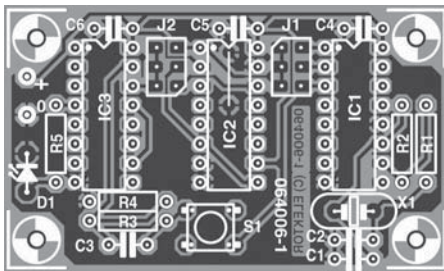
C1, C2 = 33 pF  
 C3 = 10 nF  
 C4 à C6 = 100 nF cér. au pas de 5 mm

#### Semi-conducteurs

D1 = HSDL-4230  
 IC1 = 74HC4060  
 IC2 = 4518  
 IC3 = 74HC4017

#### Divers

S1 = bouton-poussoir à contact travail 6 mm  
 J1, J2 = embase à 2 rangées de 3 contacts + cavalier  
 X1 = quartz 4,096 MHz  
 1 pont de câblage



tension et qui est l'image exacte de la période de l'entrée d'horloge.

Nous avons choisi comme sortie Q2, tandis que Q4 nous sert à arrêter le compte. Pour s'assurer que la mise à zéro ne puisse pas influencer la durée d'impulsion, on forme une petite impulsion de *reset* à l'aide d'un réseau RC différentiateur R4/C3. R3 veille à la décharge de C4 après avoir relâché S1. Par souci de sécurité également, nous n'utilisons pas la deuxième, mais la troisième sortie du compte, tandis que l'arrêt du compte est opéré

par la cinquième sortie. C'est pourquoi, sur les longues périodes, on remarque que l'impulsion arrive à la sortie avec un certain retard par rapport à l'action sur le poussoir.

La résistance R5 fait circuler un peu moins de 20 mA à travers D1, ce qui correspond à une luminosité suffisante pour faire réagir la cellule de réception de l'obturateur-mètre. Nous avons choisi un modèle de LED particulièrement rapide : avec un délai de commutation de 40 ns, elle ne peut avoir

J1	J2	Impulsion (ms)
1-2	5-6	1
3-4	5-6	2
5-6	5-6	4
1-2	3-4	10
3-4	3-4	20
5-6	3-4	40
1-2	1-2	100
3-4	1-2	200
5-6	1-2	400

pratiquement aucune influence sur la durée de l'impulsion. Si vous utilisez une autre LED, il faudra tenir compte du temps de commutation. Il doit rester petit par rapport à la longueur d'impulsion. Si vous ne vous servez de ce circuit que comme générateur d'impulsions logiques, vous pouvez vous passer de D1, il n'y a pas photo ! On peut éventuellement modifier les durées d'impulsion en utilisant un quartz d'une autre fréquence. Au repos, la consommation n'atteint même pas les 2 mA. En cours d'impulsion, elle s'élevait sur notre prototype à 18 mA environ. Lors de la construction de la platine, n'oubliez pas d'installer le pont de câblage sous IC2.

(064006-1)

## 270 Applets de simulation

### MICRO-INFORMATIQUE

Des programmes de simulation pour circuits analogiques, il en existe de tous types, caractéristiques et prix. Il est bien sûr souvent plus intéressant d'essayer un montage sur son ordinateur que de sortir d'emblée son fer à souder.

Paul Falstad propose sur son site un applet Java gratuit qui permet de simuler le fonctionnement de divers montages de base analogiques ou numériques. Tensions et courants s'affichent dans une fenêtre d'oscilloscope, vous pouvez modifier les schémas en ajoutant, retranchant ou modifiant des composants. Il n'est malheureusement pas (encore ?) possible d'ajouter des composants, cette fonction n'est pas tout à fait programmée : vous voyez bien le composant apparaître sur le schéma mais il n'a aucun effet sur le fonctionnement du montage. Que cela ne gâche pas votre plaisir. Il est

pratique de trouver une bibliothèque bien remplie d'exemples de montages qui donnent à l'applet une belle valeur éducative. Chaque simulation est accompagnée d'une brève explication.

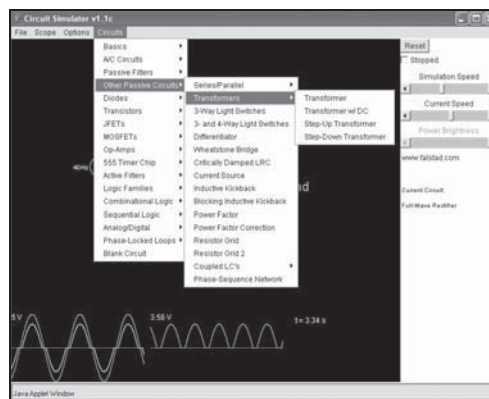
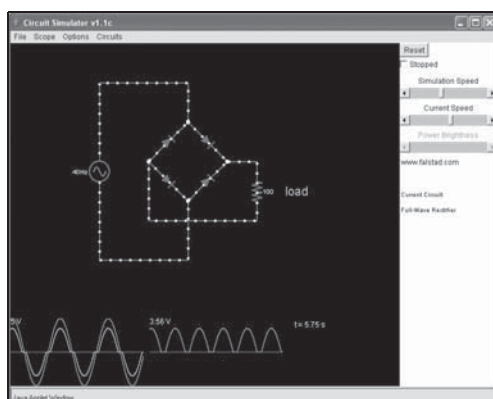
Le site propose beaucoup d'autres simulations. Il ne se cantonne pas à la seule électronique et offre de nombreux projets de physiques et de mathématiques. Assez de matériel pour remplir utilement quelques heures agréables...

#### Lien Internet

[www.falstad.com/mathphysics.htm](http://www.falstad.com/mathphysics.htm)

Simulation électronique sous le titre  
Electrodynamics/Analog Circuit  
SimulatorApplet

(060196-1)



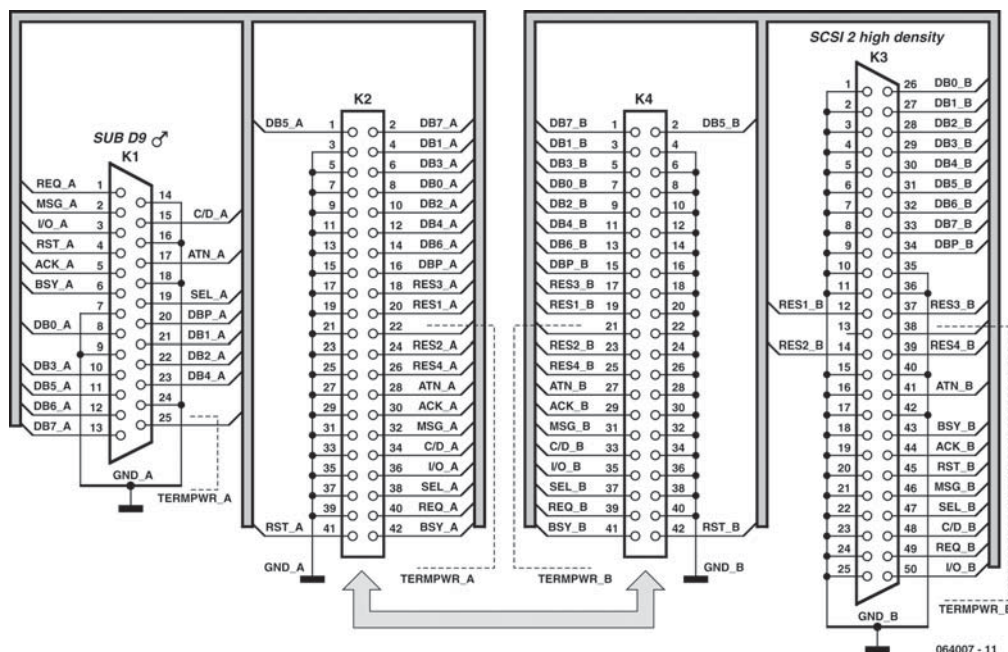
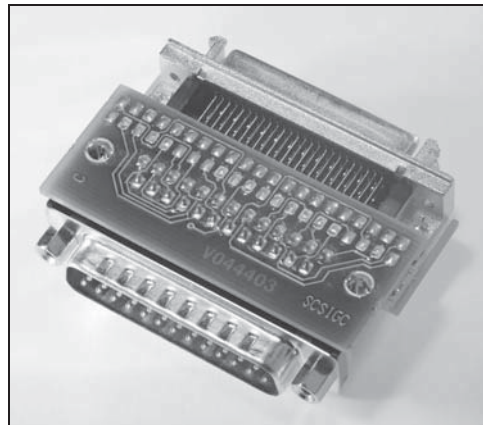
## 271 Adaptateur SCSI

MICRO-INFORMATIQUE

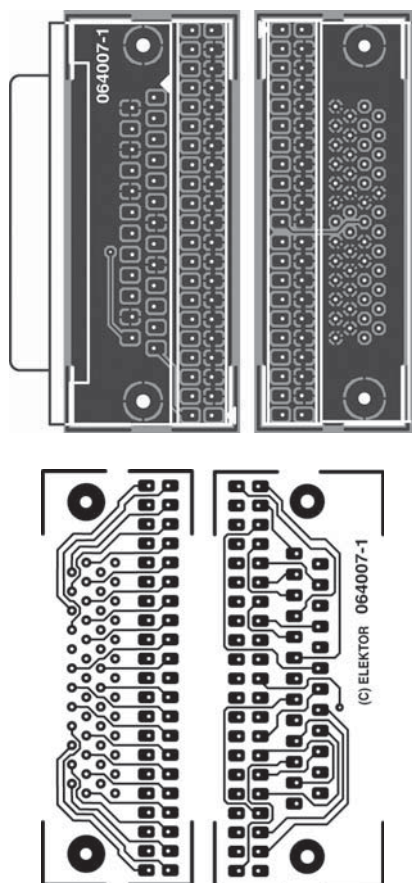
Ce petit montage a priori très simple (trois connecteurs) est fruit de la nécessité. Autrefois, lorsque l'on fabriquait encore des scanners sérieux, les modèles les plus rapides et les plus chers étaient équipés d'une interface SCSI. Ils étaient souvent livrés avec un contrôleur SCSI pour le PC mais pour le bus ISA. La mise à niveau par un autre contrôleur SCSI (bus PCI), permettant la connexion de disques durs et d'autres périphériques de meilleure qualité demandait un nouveau câble pour le branchement du connecteur haute densité du nouveau contrôleur sur l'ancien connecteur sub D à 25 contacts ou sur le connecteur Centronics à 50 contacts.

À l'ère des SATA2 et FireWire, pour la rapidité de l'interfaçage et les périphériques, SCSI a perdu de son intérêt, pour qui ne dispose pas d'un excellent scanner équipé d'un interface à cette norme. Il existe des convertisseurs qui permettent de brancher des périphériques SCSI sur le bus USB. Ils disposent d'un connecteur mâle à haute densité pour l'interface SCSI, les contrôleurs à monter dans le PC disposant de connecteurs femelles. Le nouveau câble que l'on s'est bricolé est alors inutile et il faut trouver une autre solution. L'une d'elles consiste à

fabriquer un adaptateur qui relie directement le convertisseur USB/SCSI au scanner. Nous sommes parti, pour le scanner, d'un connecteur subD à 25 contacts et il nous faut un connecteur à haute densité pour le convertisseur. Le schéma montre les liaisons nécessaires avec leurs désignations. Nous n'en dirons pas plus sur le sujet mais vous trouverez sans peine sur Internet toutes les informations souhaitées.







La platine est en deux parties. L'une d'elle supporte un connecteur coudé mâle subD à 25 contacts et l'autre, le connecteur haute densité. La platine est conçue pour permettre d'interconnecter les deux faces composant par une barrette mâle à deux rangées (2 × 21 broches). En choisissant l'écartement de telle façon que les connecteurs aient à peu près la même hauteur, vous obtiendrez un adaptateur solide

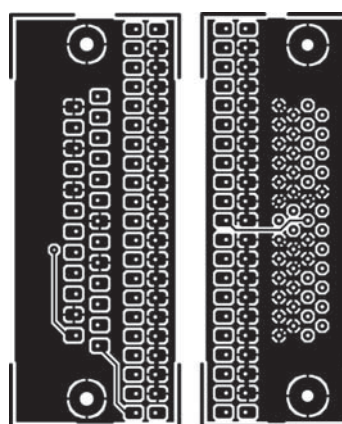
### Liste des composants

#### Connecteurs

K1 = connecteur mâle coudé subD 25 contacts pour circuit imprimé

K2 = K4 = barrette mâle 2×21 broches (cf. le texte)

K3 = connecteur coudé SCSI2 à haute densité 50 contacts pour montage sur circuit imprimé (Farnell réf. 369-3752 ou 854-037, par ex.)



et compact. La photo montre ce qu'il est souhaitable d'obtenir. Vous ne risquez de vous tromper. K2 est donc K4 et vous n'avez besoin que d'une barrette. Tenez bien sûr compte des fixations du connecteur subD mâle qui sont vraisemblablement aussi présentes sur le scanner et que vous aurez à retirer de l'adaptateur. L'adaptateur peut s'en passer sans perdre en solidité.

Le logiciel ? Celui du scanner ne semble malheureusement pas s'entendre avec le pilote USB du convertisseur, mais c'est une autre histoire.

(064007-1)

## 272 Programmation USB de 89LPC9xx

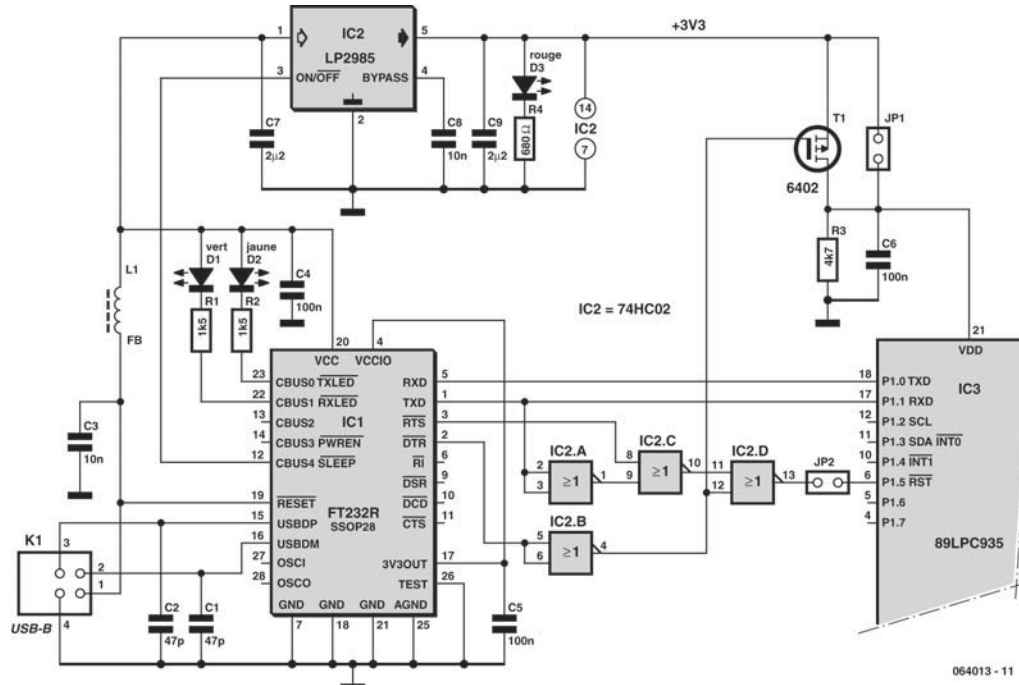
### MICROPROCESSEURS

En novembre et décembre 2003 vous était présenté un petit système de développement pour la (alors) nouvelle série de contrôleurs 89LPC9xx compatibles avec le 8051. Un des intérêts des contrôleurs de la série 89LPC9xx est qu'ils sont (re-)programmables sur circuit. Pour la programmation nous n'avons besoin que d'un port RS-232... souvent

absent des ordinateurs les plus récents, raison pour laquelle nous vous en proposons ici une version USB. Celle-ci utilise la dernière version d'un convertisseur USB/RS232 bien connu, le FT232R.

Le mode programmation de la série 89LPC9xx se sélectionne de deux façons : par l'émission d'un « break » sur le canal sériel ou par trois impulsions





de réinitialisation définies, juste après la mise sous tension. Cette dernière solution est préférable puisqu'elle est matérielle. Le « break » doit en effet être détecté par programme. Et alors ? La solution ne fonctionne que si un programme au point est en cours d'exécution. Dans un environnement de programmation, ça n'est pas toujours le cas !

Si vous reprenez le schéma de 2003, vous verrez qu'il a subi peu de modifications. Nous avons, à vrai dire, seulement remplacé le circuit d'interface RS-232 par un FT232RL. Comme vous le savez, une interface USB est terriblement lente si l'on travaille avec des lignes d'établissement de liaison comme DTR et RTS. Il n'en est heureusement pas ainsi ici puisque DTR et RTS ne sont utilisés qu'une fois au début et à la fin d'un cycle de programmation. La programmation effective est le résultat de la transmission de commandes et de données par le canal sériel.

### Quelques remarques encore

Chaque fois que vous voulez programmer, vous devez poser un cavalier. Si ce travail est un peu pénible, il offre un supplément de sécurité. Cela dit, pendant la mise au point de programme, un inverseur bipolaire ferait des miracles !

N'oubliez pas que le processeur passe en mode de programmation quand il a reçu trois impulsions de réinitialisation à la mise sous tension. Si la baisse préalable de la tension d'alimentation n'est pas suffisante ( $> 2,7$  V), la détection de creux de tension ne mettra pas le processeur en mode de mise sous tension et il ne passera pas non plus en mode de programmation. Une petite résistance de  $4k\Omega$  fera baisser la tension d'alimentation plus vite et plus bas. Veillez aussi aux entrées dans votre application. Si elles sont alimentées à partir d'une autre tension, le processeur continuera d'être alimenté par l'intermédiaire des diodes de protection des entrées et vous ne pourrez pas programmer !

Il est possible (mais non indispensable) d'alimenter le montage à partir de la connexion USB à l'aide d'un stabilisateur à faible chute de tension.

Vous pouvez aussi laisser tomber L1, mais quelques spires sur une perle de ferrite sont préférables.

La numérotation des broches correspond au boîtier SSOP28.

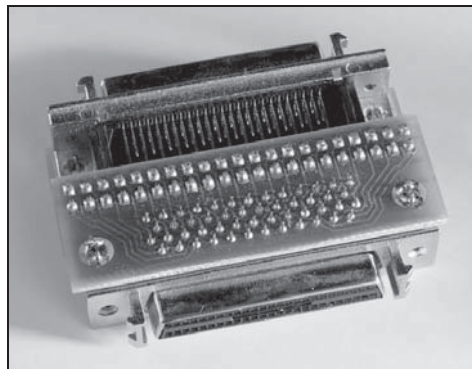
(064013-1)

## 273 Changeur de genre SCSI2

MICRO-INFORMATIQUE

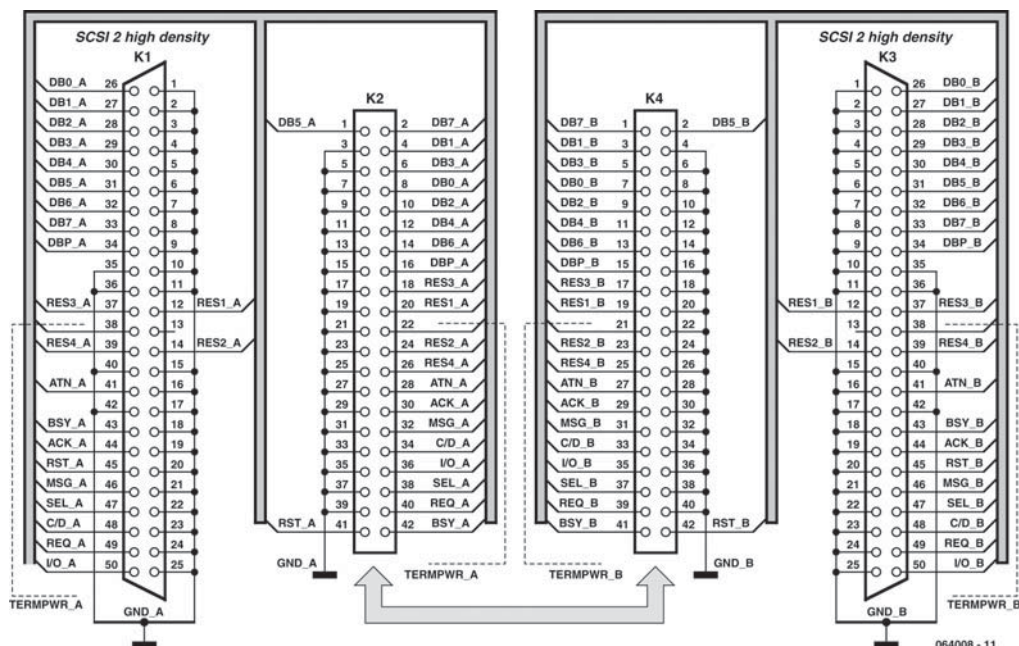
L'un des plus grands problèmes d'une technologie en permanente évolution est que certains périphériques, média et interfaces tombent (trop) rapidement dans l'oubli. On se trouve alors forcé de procéder à toutes sortes d'adaptations pour pouvoir continuer à utiliser certains appareils. Aujourd'hui, si l'on souhaite connecter des périphériques SCSI à un nouveau PC, on préférera utiliser un contrôleur SCSI externe plutôt qu'une carte PCI à enficher dans le PC. On constate alors avec dépit que le connecteur haute-densité apparaît être du genre mâle et qu'il ne peut par conséquent pas s'enficher dans le périphérique concerné ou son câble de liaison.

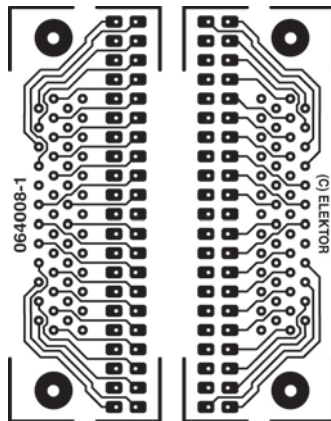
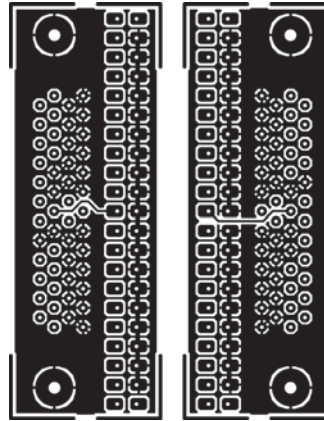
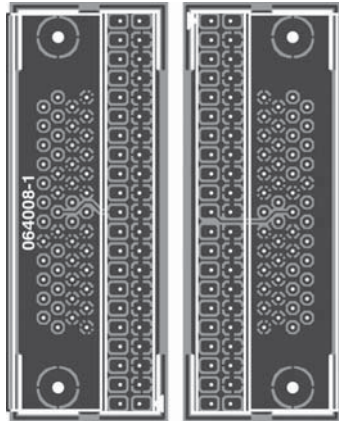
Débrouillards que nous sommes, nous allons imaginer la réalisation d'un changeur de genre, une sorte d'adaptateur permettant d'interconnecter deux connecteurs de même genre au travers d'un adaptateur doté de deux embases de l'autre genre. Le problème qui se pose est alors d'établir les bonnes interconnexions, de choisir les bons connecteurs et de tenir compte de la vitesse des signaux. En ce qui concerne les embases, il semblerait que Farnell en ait au moins deux à son catalogue (cf. la liste des composants). Nous avons conçu le dessin de la platine de manière à ce que changeur de genre terminé



il puisse être intercalé dans le plan du câble ou de l'interface de l'appareil concerné, ce qui évite d'avoir à effectuer des contorsions...

La platine se compose de deux moitiés. Nous utilisons deux fois la même embase, mais les brochages des interconnexions (K2 et K4) sont disposés en miroir l'un par rapport à l'autre. Si l'on place les côtés « composants » des deux demi-platines en regard l'un de l'autre et que les embases « regardent chacune de son côté », les interconnexions en miroir se retrouvent exactement l'une en face de





l'autre. L'interconnexion des deux demi-platines ne requiert rien de plus qu'une embase autosécable de deux rangées de 21 contacts sur chaque demi-platine, (mâle sur l'une, femelle sur l'autre). On

#### Liste des composants

##### Connecteurs

K1, K3 = embase SCSI2 high-density 50 points en équerre encartable telle que, par ex. Farnell n°369-3752 ou 854-037

K2 (= K4) = embase autosécable à 2 rangées de 21 broches (cf. texte, 1× mâle, 1× femelle)

peut bien évidemment imaginer de remplacer ces embases d'interconnexion des deux demi-platines par des fils semi-rigides séparés, mais l'option embases mâle + femelle donne un changeur de genre très solide. Il vous faudra choisir un écartement des deux demi-platines tel que les deux connecteurs extérieurs soient dans le même plan horizontal. Il faudra bien le vérifier avant d'effectuer les soudures des interconnexions si l'on n'opte pas pour la solution des embases autosécables.

(064008-1)

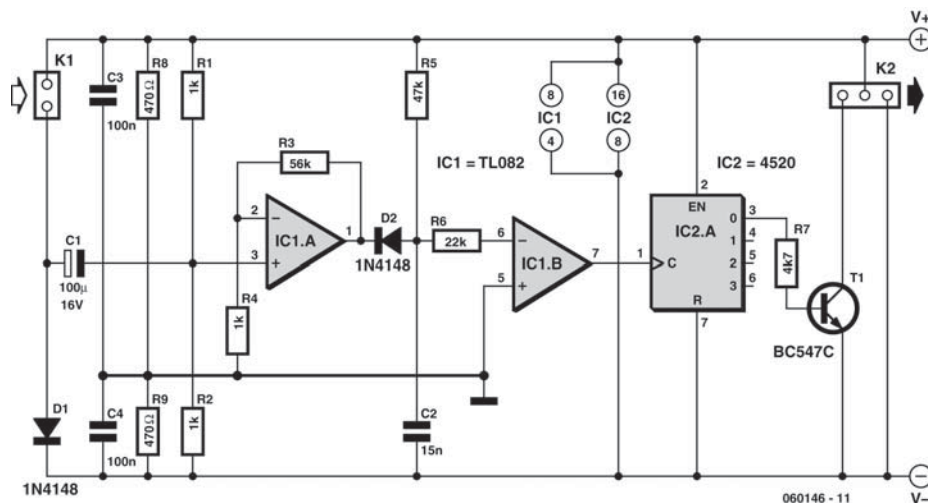
## 274 Tachymètre pour ventilateur de PC

#### MICRO-INFORMATIQUE

Ce circuit fournit des impulsions de tachymétrie à partir des pointes de tension qui réduisent le courant des ventilateurs d'alimentation des PC actuels. Ce signal par impulsions permet à la carte mère de régler la vitesse de rotation. Les impulsions d'un ventilateur relié à K1 sont transmises par le condensateur de couplage C1 à un amplificateur opérationnel (IC1.A, 1/2TL082). Le second amplificateur opérationnel du TL082, (IC1.B) transforme le signal pour en faire une onde rectangulaire bien

propre capable de servir d'horloge à un compteur binaire 4520 (IC2.A) en CMOS, qui divise la fréquence par deux. Un transistor BC547C (T1) derrière le compteur assure une sortie à collecteur ouvert branchée à K2 pour une liaison à la carte mère.

On peut relier directement à K2 un connecteur de ventilateur de la carte-mère. Cette liaison assure en même temps l'alimentation en 12 V à partir de la carte mère. Le réseau C3, C4, R8 et R9 forme un



diviseur de tension à point milieu (6 V) comme potentiel de référence pour les amplificateurs opérationnels. La diode D1 ne doit occasionner qu'un minimum de chute de tension, parce qu'elle se déduit de l'alimentation du ventilateur.

L'utilisation de ce circuit ne se limite pas au ventilateur du bloc d'alimentation, il convient aussi bien à ceux du processeur ou de la carte graphique.

(060146-1)

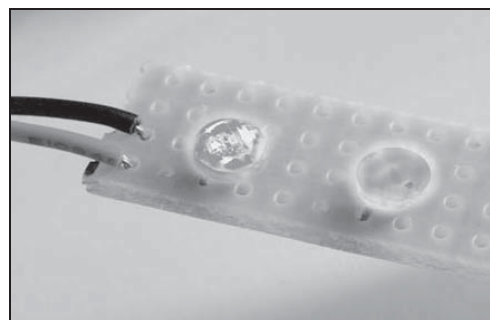
Stefan Schwarck

## 275 Clignotant à LED multicolores

JEUX & MODÉLISME

Les effets de lumière ont toujours beaucoup de succès et, comme des LED de toutes formes, tailles et couleurs sont aujourd'hui disponibles à des prix raisonnables, les possibilités offertes sont très variées. Les applications vont du *case modding* (décoration de boîtiers de PC avec toutes sortes de loupes, de fenêtres, etc.), aux enjoliveurs qui transforment motos, scooter ou bolides en arbres de Noël sur roues, en passant par les lumières d'ambiance de toutes les couleurs. Elektor n'est pas en reste et propose assez régulièrement des montages à LED. Certains sont clignotants, d'autres font défiler des bandes de couleurs. L'électronique de commande est également variée, depuis la logique standard (compteurs, registres à décalage, etc.) jusqu'au microcontrôleur. Il existe toutefois des solutions plus simples qui ne demandent la fabrication d'aucune électronique de commande supplémentaire.

Des clignotants à LED qui se contentent d'une résistance talon existent depuis belle lurette. Ils font certes un peu d'effet mais ne sont pas spectaculaires. La société I.C. Engineering Limited vient pourtant de mettre sur le marché une LED tricolore



dans un boîtier d'un diamètre de 5 mm qui contient toute l'électronique de commande. Cette LED et sa cour ne demandent que 3 V de tension d'alimentation pour offrir un jeu de lumière permanent. Les couleurs se succèdent à rythme lent. L'effet est encore plus réussi lorsque plusieurs de ces composants sont réunis. Leurs caractéristiques sont différentes et le défilé des couleurs de l'un sera plus rapide que celui de l'autre ce qui confère encore plus de fantaisie au jeu de lumière. Pour une très jolie décoration sans trop d'effort, ces « LED » font merveille.

(064014-1)



## 276 Stabilisateur haute tension protégé en court-circuit

ALIMENTATIONS &amp; CHARGEURS

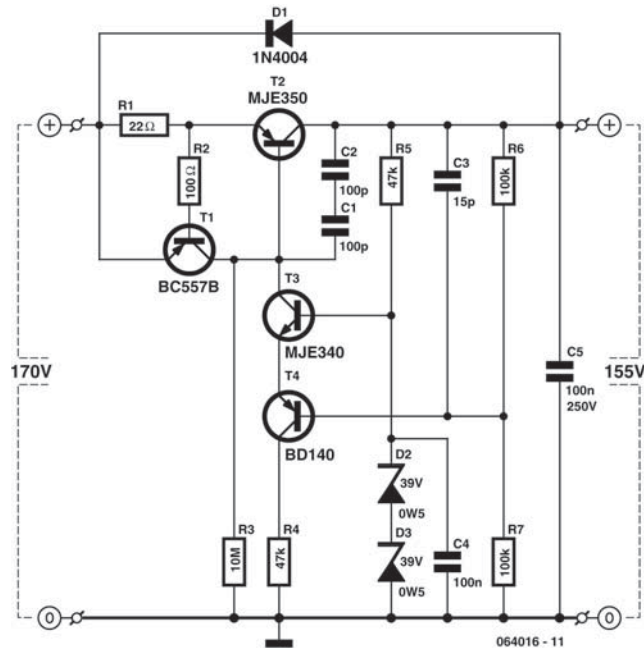
On n'a pas à chercher longtemps un stabilisateur d'alimentation basse tension. Il est en revanche plus difficile à trouver si la tension est plus élevée, cas d'une alimentation de montage à tubes, par exemple. Comme nous avons besoin d'un régulateur simple, nous avons dû le fabriquer. L'utilité du montage associé à la quadruple alimentation pour amplificateur hybride décrite plus haut ne vous échappera pas.

Le régulateur proprement dit ne comprend que trois transistors. Un quatrième est chargé de la limitation de courant. Le montage est un régulateur série positif à un transistor PNP (T2) dont la chute de tension sera aussi faible que possible.

Le fonctionnement n'est pas compliqué. Lorsque la tension de sortie décroît, T4 tire l'émetteur de T3 vers le bas. De ce fait, T2 s'ouvre plus et la tension de sortie remonte. Le courant de base de T2 est limité par R4. Les condensateurs C1 et C2 assurent la stabilité. Ils sont en série de façon que la tension par condensateur à la mise sous tension et en court-circuit ne soit pas trop élevée. Prenez toutefois pour C1 à C3 des modèles qui supportent au moins 100 V. D1 protège T2 contre les tensions négatives qui peuvent survenir lors d'un court-circuit à l'entrée ou de grandes capacités en sortie.

La tension de référence est définie par deux diodes Zener de 39 V en série, si bien que nous avons 78 V sur la base de T3. En prenant R6 égale à R7, nous obtenons une tension de sortie deux fois plus élevée, de l'ordre de 155 V donc. La sortie du diviseur de tension R6/R7 est tamponnée par T4. Elle peut donc être à haute impédance et ne souffrira pas du courant de base de T2 (ce courant est à peu près celui d'émetteur de T3). La régulation n'est certes pas stabilisée en température mais cette application n'en souffre pas.

La limitation de courant autour de T1 ne peut pas être plus simple. Pour un courant de sortie d'environ 30 mA, la tension aux bornes de R1 permet à T1 de conduire. Ce transistor limite alors la tension



base-émetteur de T2. Des crêtes de tension extrêmement rapides sur R1 pourraient nuire à T1 si R2 ne le protégeait pas.

Le régulateur est amorcé par R3. Sans cette résistance, nous n'aurions initialement pas de tension en sortie et aucun courant ne traverserait la base de T2. Grâce à R3, T2 s'ouvre un tout petit peu, ce qui suffit à amener le régulateur à sa valeur finale.

En service normal, pour une chute de tension de 15 V sur le régulateur, 30 mA peuvent traverser T2 sans que ce transistor ait besoin de refroidissement. Sa température de jonction est alors de 70 °C, attention à vos doigts, vous pourriez vous brûler ! Dans la mesure où la tension d'entrée diminue, le régulateur peut délivrer un courant plus intense. Ce courant est déterminé par la zone de fonctionnement sûr (SOAR, *Safe Operation Area*) de T2. En court-circuit et pour une tension d'entrée de 140 V, un petit courant de 30 mA peut circuler et, si vous ne permettez pas à T2 de dégager son excès de chaleur (un radiateur d'au moins 10 K/W), il ne vivra pas vieux.



Si la tension de sortie doit être plus grande, remplacez R6 par une résistance plus grande. De même, pour une tension de référence plus élevée, remplacez T4 par un MJE350. Si le courant demandé n'est que de quelques mA, T4 et R4 sont superflus et le diviseur de tension R6/R7 peut se connecter direc-

tement sur l'émetteur de T3. L'atténuation de l'ondulation du montage est de quelque 50 dB. Son courant de repos est de 2,5 mA et, pour de faibles courants, la chute de tension ne dépasse pas 1,5 V.

(064016-1)

## 277 Multimètre en détecteur de foudre

MESURE & TEST

Les multimètres numériques courants ont une sensibilité de 200 mV et une impédance d'entrée de 10 M $\Omega$ . Il est facile de calculer l'intensité du courant à partir de ces caractéristiques : elle ne dépasse pas 20 nA (nano-ampères) à pleine échelle. Nous avons donc entre les mains un ampèremètre très sensible.

Nous voilà plus savant, mais que faire de cette nouvelle science? En d'autres termes, nous avons la solution, reste à trouver le problème... Faites l'essai suivant : reliez la borne 'Com' du voltmètre à une masse (prise de terre, par exemple). Connectez sur la borne 'V' un vieux rayon de bicyclette ou une longueur de gros fil de cuivre qui fera une sorte d'antenne. Choisissez le calibre 200 mV continu et posez cet étrange équipement sur l'appui de la fenêtre un jour d'orage. Avec un peu de chance, vous devriez observer de belles déviations si la foudre est par là. Le plus étrange est que vous voyez s'établir la tension statique longtemps avant l'éclair. Juste après l'éclair, la charge a disparu. Ne faites pas d'imprudence et ne mettez pas non plus les autres en danger avec cet appareil : n'allez pas courir dehors et ne tendez pas le bout d'antenne à l'extérieur, le danger est grand et très réel. En France, la foudre tue encore aujourd'hui une bonne dizaine de personnes par an et en frappe beaucoup plus encore !

En appliquant la théorie, il devrait être possible de perfectionner ce détecteur d'orage. Un objet arrondi capte moins d'électricité qu'un objet acéré. Vous avez bien une lame de rasoir quelque part ? Fixez-la



au sommet de votre antenne. Nous rappelons les règles : soyez prudents, éloignez les enfants et les animaux domestiques.

Voyez la construction sur la photo. Le sommet de l'antenne présente un enroulement. La lame de rasoir y est coincée, ce qui vous protège aussi un peu mieux des coupures. Il est encore possible d'améliorer la 'réception' en ionisant radioactivement l'air à proximité de l'antenne. La plupart des manchons à incandescence pour lampes à gaz ou à pétrole contiennent un peu de matériel radioactif. On en trouve également dans les détecteurs de fumée qui fonctionnent avec une chambre d'ionisation et (très peu) radioactifs. Renoncez aux détecteurs de fumée qui contiennent souvent des substances très toxiques mais vous pouvez coller un petit morceau de manchon sur la lame de rasoir avec un petit peu de colle à deux composants.

(064015-1)

## 278 Comment connecter son projet au PC ?

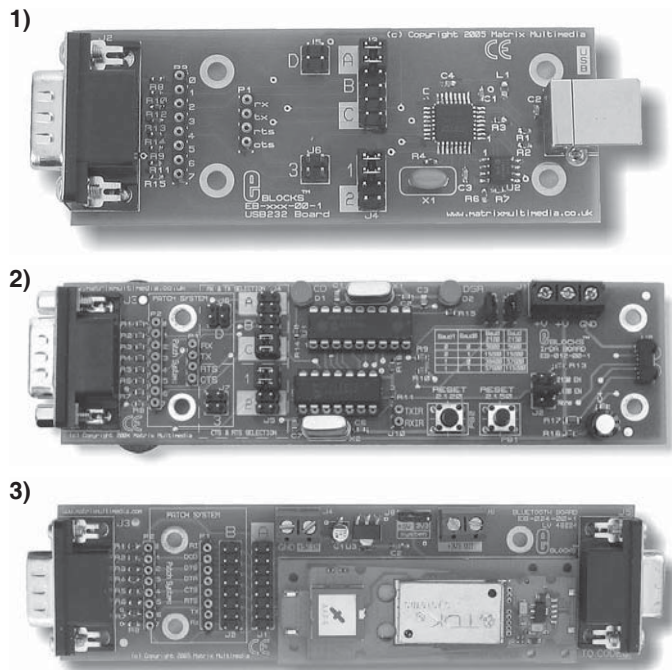
MICROPROCESSEURS

Naguère, c'était une affaire toute simple de connecter son projet au PC, il suffisait que le microcontrôleur dispose d'un UART (*Universal Asynchronous Receiver Transmitter*) compatible avec le protocole RS-232. On y ajoutait simplement un convertisseur, une puce MAX232 et une prise Sub-D à 9 broches, un cordon normalisé et le lien au PC était établi. Au départ d'un logiciel comme Visual Basic, on communiquait alors directement avec le projet par les routines COM de Windows. Solution de rechange, il y avait encore le port parallèle, quelques broches choisies individuellement et la bonne vieille commande *outp* du Basic.

Mais l'**USB** a fait son apparition pour nous « simplifier » la vie. Le codage nécessaire pour dompter l'interface USB du microcontrôleur, s'il en possède une, est loin de couler de source. Aussi, d'autres solutions ont-elles vu le jour. En particulier, la puce FTDI qui fonctionne comme interface entre RS-232 et USB. Vous pouvez voir cet aboutissement sur la carte USB232 des E-blocks à la **figure 1**.

Le module FTDI s'occupe pour vous de toutes les négociations compliquées en USB et fournit une liaison entre l'interface UART à niveaux TTL du microcontrôleur et le port USB de votre PC. Côté PC, vous disposez d'un pilote de port COM virtuel que vous pouvez greffer sur votre application en Visual Basic, ce qui du même coup assure la compatibilité avec d'anciens programmes qui opèrent par le port sériel. Les modules FTDI proposent également des DLL pour des communications plus rapides, incompatibles avec le port COM.

Même si tous les ordinateurs portables ne sont pas équipés en IrDA, il s'agit malgré tout d'un standard défini à l'échelle internationale, tant pour les portables, PC ou téléphone, que pour les assistants personnels. Une réalisation qui satisfait au protocole IrDA est aussi très difficile à mener à bien, non que



la couche physique primaire soit compliquée, mais le codage et décodage pratique des données est très complexe. Heureusement, Microchip propose une puce de décodage IrDA, sous forme de « stack », à placer entre le transceiver infrarouge et votre microcontrôleur. Mieux encore, il est disponible en module E-blocks (**figure 2**). Sur le PC, vous verrez que Windows a prévu d'origine un pilote COM infrarouge que vous pouvez utiliser en Visual Basic ou sur votre système de développement.

Bluetooth, au départ, devait remplacer les câbles aux alentours de la face arrière du PC. Ce système a le grand avantage de permettre des liaisons sans fil jusqu'à une centaine de mètres et de passer à travers les murs. Il existe dans le commerce plusieurs modules comme le TDK que l'on retrouve sur le modèle Bluetooth en E-blocks représenté à la **figure 3**. Il convertit le signal Bluetooth en un flux de données compatible qui peut interfacer directement avec n'importe quel ancien microcontrôleur à UART. Pour transférer des données ou des commandes, il vous faudra quelques connaissances des protocoles AT de Bluetooth. Si votre PC por-

table ne comporte pas ce genre d'interface, il est possible d'acheter à bon compte une carte compatible PCMCIA ou un adaptateur Bluetooth via le port USB.

Le choix le plus évident pour remplacer la liaison RS232 entre les projets matériels et votre PC serait un USB, mais ce système est actuellement trop complexe pour l'instrumenter sur microcontrôleur. La puce FTDI devrait être le choix le plus adéquat

pour remplacer une liaison RS-232, mais on peut aussi envisager les solutions sans fil ou infrarouge qui ne sont pas dénuées d'avantages pour l'utilisateur.

Les modules E-blocks et le logiciel associé sont disponibles via l'e-CHOPPE (cf. le site Elektor, [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)).

(065122-1)

John Dobson

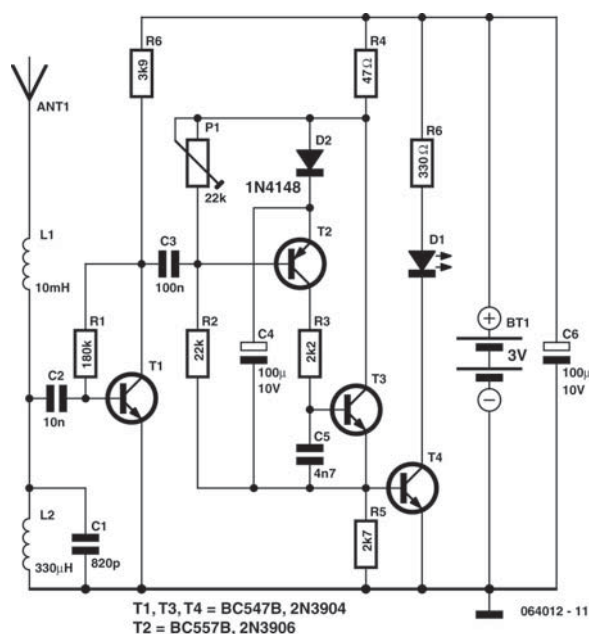
## 279 « Prédicteur » d'orage

MAISON

Bien sûr qu'écouter en FM présente de gros avantages par rapport à l'écoute des bandes AM, GO (Grandes Ondes) et PO (Petites Ondes) comme par le passé. Nous avons la chance d'avoir de la stéréo d'excellente qualité sans interférences, disparition du signal (le fameux *fading*) ni parasites ! Mais votre récepteur FM ne vous avertira pas de l'arrivée d'un orage comme le faisaient les postes de radio travaillant en Modulation d'Amplitude (AM) il y a quelques lustres et cela de façon fiable plusieurs heures avant que les éléments ne se déchaînent ! Le truc est que la détection AM reproduit très fidèlement les effets des éclairs et autres fortes décharges statiques se rapprochant d'une façon parfaitement identifiable : ils se manifestent sous la forme de crachotements reproduits par le haut-parleur et cela, pratiquement, quelle que soit la station sur laquelle on se trouve !

Comme il est fort probable que vous n'ayez plus de poste MA, l'option est d'utiliser un récepteur OC (Ondes Courtes) syntonisé (accordé) sur une fréquence proche de 300 kHz capable de détecter les crachotements produits par les éclairs qui approchent. Le petit récepteur décrit ici prend la forme d'un amplificateur à l'accord très sommaire qui attaque une sorte de circuit d'avertissement qui fait clignoter une LED au rythme des éclairs. La fréquence de l'activité de la LED et l'intensité lumineuse de cette dernière donnent respectivement l'intensité de l'orage et la distance à laquelle il se trouve.

Un coup d'œil au schéma montre que le circuit de commande de la LED n'est pas polarisé pour produire son allumage tant qu'il n'arrive pas de salve d'énergie HF, amplifiée par T1, sur la base de T2.



Le récepteur a une tension de service de 3 V et un courant de repos négligeable de 350  $\mu$ A, ce qui laisse espérer une longue durée de vie à la paire de piles de 1,5 V de type D utilisées pour l'alimentation.

T2 et T3 constituent un générateur monostable déclenché par des chutes brutales de la tension de collecteur de T1. On donne à l'ajustable P1 une position telle que la LED reste éteinte lorsque vous êtes certain qu'il n'y a pas le moindre orage à quelques centaines de kilomètres à la ronde. La valeur à donner à la résistance à prendre en série avec la LED sera à déterminer expérimentalement et varie en fonction du courant de la LED.

**Attention**

**Ce circuit et son antenne en particulier ne doivent pas servir à attirer la foudre. Par conséquent, ni le circuit ni l'antenne ne doivent être utilisés en plein air et/ou être alimentés par le secteur.**

La self L2, C1 et l'antenne sont accordées grossièrement pour une résonance à une fréquence de l'ordre de 300 kHz. En ce qui concerne la fré-

quence, l'éclair est un phénomène à bande relativement large de sorte que toute syntonisation sur une plage de fréquences allant de 200 à 400 kHz devrait convenir pour le circuit. Assurez-vous cependant que vous n'êtes pas accordé sur une station PO proche ! Le signal d'entrée est fourni par un morceau de conducteur rigide de 70 cm de long environ, la bobine L1 servant à l'adaptation d'impédance et à un allongement électrique de l'antenne.

(064012-1)

Karel Walraven

## 280 Protecteur de LED frugale

DIVERS

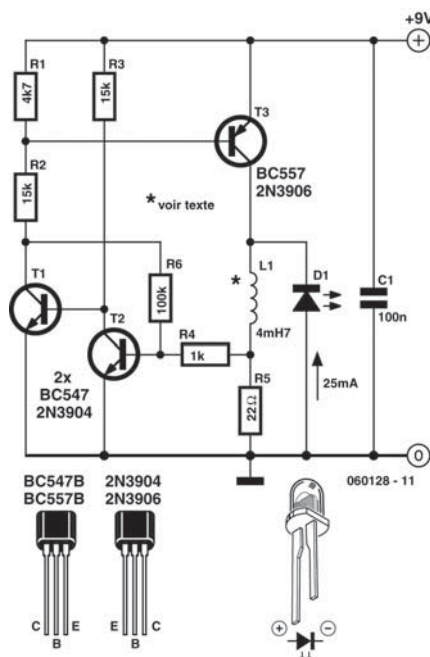
Une LED grille dès qu'on lui applique un courant trop fort. Vous en savez quelque chose si (vous aussi) vous en avez bousillé quelques-unes ! Une simple petite résistance en série suffit à résoudre la question et il y a peu de solutions plus efficace, il ne vous faut qu'un seul composant bon marché. Mais si la tension d'alimentation disponible est haute, la résistance va dissiper beaucoup de puissance en pure perte. Pour un appareil alimenté par piles, il y a intérêt à trouver un circuit plus économe en énergie, même s'il faut y consacrer davantage de composants.

Celui de la figure se satisfait de pièces courantes, à part peut-être la bobine. Dans presque toutes les alimentations à commutation modernes, on fait attention à limiter le courant comme la puissance, pour éviter d'en décimer les malheureux composants. C'est ce que nous allons faire ici. R5 mesure le courant qui traverse la bobine et T2 monte la garde pour empêcher qu'il ne s'élève exagérément. Du coup, la self L1 n'atteindra jamais la saturation, ce qui serait fatal à T3. Aussitôt que le courant dans R5 dépasse quelque 25 mA, T2 entre en conduction, T1 bloque et T3 en fait tout autant. Le courant ne peut plus traverser T3 et il se cherche un autre chemin, en l'occurrence par la LED D1 qui s'éclaire. En plaçant D1 dans cette position, elle va jouer le rôle de diode de roue libre, ce qui favorise encore le rendement global.

Dès que le courant décroît, T2 bloque et permet à T3 de conduire. R6 fournit ici une légère hystérésis, avec pour effet de réduire au alentours de 50 kHz la fréquence de commutation, question d'éviter une chute du rendement.

Le circuit fonctionne déjà avec quelques volts, selon la tension d'allumage de la LED. À partir de 9 V, on constate une amélioration du rendement. Le montage fonctionne avec n'importe quel type de LED, y compris les bleues et les blanches, qui réclament 3,5 V. La tension fournie par la bobine s'adapte automatiquement. On peut ainsi monter jusqu'à 24 V au maximum.

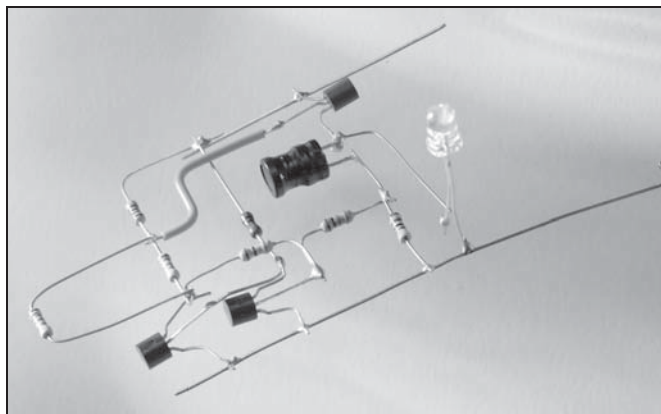
Quelques indications pour le choix de la self. Sa valeur n'est pas critique, elle peut valoir 3,9 mH ou 6,8 mH et même 10 mH convient, surtout avec une tension d'alimentation supérieure à 9 V. La bobine doit naturellement pouvoir tenir au moins 25 mA. Vous pouvez faire une estimation basée sur





ses dimensions : elle doit bien faire environ 15 mm de long pour un diamètre de 7 mm. D'ailleurs, on constate ces dernières années de grands progrès dans le domaine des selfs. Il en existe même en CMS, elles sont très petites et peuvent pourtant supporter de forts courants. Malheureusement, on en trouve difficilement de plus de 1 mH.

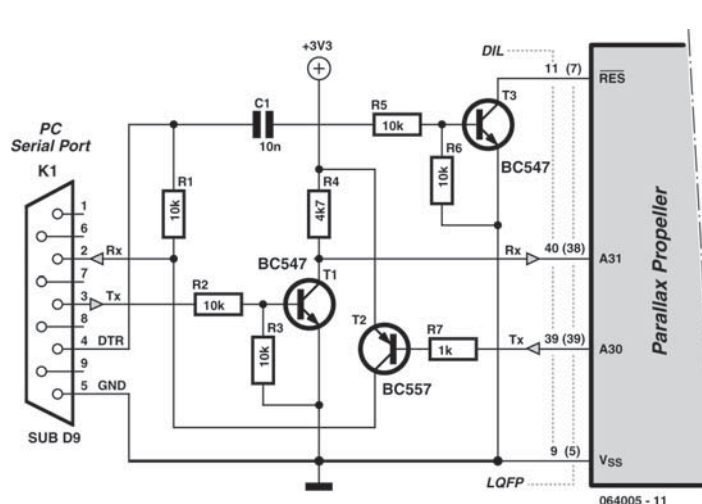
(060128-1)



## 281 Programmation sérielle du Propeller

MICROPROCESSEURS

Parallax, fabricant que le Basic Stamp a mis sur la carte des spécialistes de microcontrôleurs, a présenté, très récemment le Propeller (l'Hélice) : il s'agit d'un nouveau microcontrôleur mais pas exactement comme les autres. On se trouve en effet en présence de pas moins de huit processeurs 32 bits (baptisés « COG », acronyme sans signification connue, en langage Propeller) « coincés » dans un boîtier ne comportant que 40 (!) broches. Cette construction permet un vrai multi-traitement (*multi-processing*) et, de par la structure interne très bien pensée, il est relativement facile de réaliser des applications ayant trait au traitement de signaux ou de vidéo. Le Propeller peut être programmé tout aussi bien en langage de haut niveau « Spin » qu'en assembleur. Le processeur et les outils de programmation sont des développements propres à Parallax, le matériel étant le leur au niveau le plus bas, celui des transistors de la puce. Rien d'importé donc. La raison de ce choix est d'éviter à tout prix des problèmes pouvant naître de conflits de brevets avec d'autres fabricants. Le résultat « décoiffé » et



demande au développeur de penser d'une façon radicalement différente !

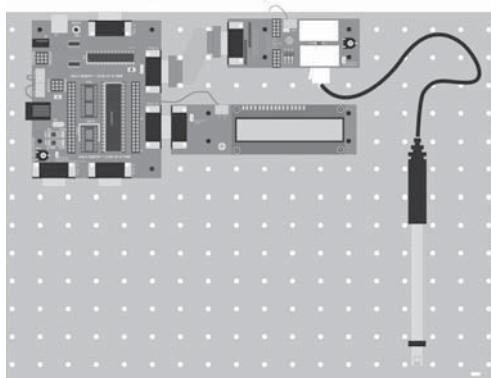
Comme il est de plus en plus courant sur les processeurs modernes, le Propeller est doté d'une interface de programmation sérielle rustique. Le kit de développement de Parallax possède pour cela une connexion USB plus d'actualité et moderne, mais si vous préférez travailler avec le port RS-232 que vous connaissez sur le bout des doigts, nous vous proposons ici le schéma d'une solution relativement simple. Attention : l'alimentation du Propeller se fait sous 3,3 V !

(064005-1)



## 282 Un pH-mètre en E-blocks

MESURE &amp; TEST



La mesure du pH détermine l'alcalinité ou l'acidité d'un liquide. Et ça sert à quoi ? Par exemple à vérifier la qualité de l'eau dans un aquarium. Savez-vous comment construire un tel appareil de mesure ? Voici une réponse en E-blocks.

Comme vous le savez certainement, il existe une gamme d'environ 40 capteurs en E-blocks, de quoi mesurer à peu près tout ce qui est mesurable comme paramètre physique autour de vous, depuis l'accélération jusqu'à la concentration de l'eau en calcium. Les capteurs analogiques de la série E-blocks fournissent un signal de mesure, entre 0 et 5 V, proportionnel à la grandeur à mesurer. Les capteurs numériques fonctionnent de différentes manières, nous les passerons (momentanément) sous silence, dans cet article-ci du moins.

Le capteur de pH (potentiel hydrogène) que nous utiliserons ici délivre une tension de 1,75 V pour un pH de 7, soit la neutralité absolue, et sa tension augmente de 0,25 V pour chaque unité de pH décroissant, on atteint donc 0 V au pH 14, tandis qu'un pH de 0 correspond à 3,5 V. Avec un convertisseur A/N de 8 bits, donc une plage de 255 valeurs, la tension de pointe à l'entrée du CAN de 3,5 V (pour un pH 0) correspond à la valeur 180. Ce qui va nous permettre de calculer la hauteur du pH pour toutes les valeurs numériques (n) en sortie du CAN comme suit :

$$\text{pH} = \left[ 14 - \frac{n}{180} \right] \times 14$$

En pratique, nous ne demandons qu'une résolution de 1 et comme l'espace disponible dans la mémoire du PIC est restreint, nous ne calculerons que

40 valeurs de mesure équivalentes à des pH, comme dans le **tableau**. Nous avons fait usage de la fonction CONCATENATE d'Excel pour construire la FCV (*Flowcode variable*) de la colonne INT. Cela nous permet de former une table que nous pourrions copier directement dans un icône de calcul en Flowcode.

Le matériel requis pour construire un prototype de capteur de pH est représenté schématiquement. Nous y voyons un Multiprogrammateur assorti d'une carte de capteur sur le port A et d'un écran LCD sur le port B pour afficher la mesure du pH.

Le programme en Flowcode qui commande la mesure de pH est relativement simple. Une macro de démarrage initialise l'écran LCD puis entre dans une boucle sans fin. À l'intérieur de la boucle, nous allons échantillonner le CAN, lire les 8 bits de poids fort (valeurs de 0 à 255) représentatives du pH puis les adresser à la table de conversion pour obtenir la valeur à afficher à l'écran. Le fichier *pHmeter.fcf* (fcf est l'extension d'un fichier Flowcode) pour le programme expérimental est disponible au téléchargement sur notre site (référence 065123-11.zip). Ce fichier contient également la feuille de calcul du pH en Excel.

La photo représente le système de mesure du pH plongé dans une tasse qui contient du liquide de nettoyage dont le pH est 9. Ceci est une démonstration d'un capteur analogique simple. Mais la partie centrale de la routine peut servir à commander un système de surveillance du pH. Le même principe s'applique à la plupart des capteurs analogiques, à condition d'adopter la formule mathématique adé-

quate en fonction du capteur utilisé, elle peut se révéler parfois plus compliquée. Les modules E-

blocks, capteurs et logiciels associés sont disponibles dans l'e-CHOPPE (cf. [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)).

(065123-1)

John Dobson

**Tableau de calculs de pH**

idx	Vin	n	pH	int	fcv pour int
0	0	0	14	14	PHINT[0]= 14
1		5	13,61111	14	PHINT[1]= 14
2		10	13,22222	13	PHINT[2]= 13
3		15	12,83333	13	PHINT[3]= 13
4		20	12,44444	12	PHINT[4]= 12
5		25	12,05556	12	PHINT[5]= 12
6		30	11,66667	12	PHINT[6]= 12
7		35	11,27778	11	PHINT[7]= 11
8		40	10,88889	11	PHINT[8]= 11
9		45	10,5	11	PHINT[9]= 11
10		50	10,11111	10	PHINT[10]= 10
11		55	9,72222	10	PHINT[11]= 10
12		60	9,33333	9	PHINT[12]= 9
13		65	8,94444	9	PHINT[13]= 9
14		70	8,55556	9	PHINT[14]= 9
15		75	8,16667	8	PHINT[15]= 8
16		80	7,77778	8	PHINT[16]= 8
17		85	7,38889	7	PHINT[17]= 7
18	1,75	90	7	7	PHINT[18]= 7
19		95	6,61111	7	PHINT[19]= 7
20		100	6,22222	6	PHINT[20]= 6
21		105	5,83333	6	PHINT[21]= 6
22		110	5,44444	5	PHINT[22]= 5
23		115	5,05556	5	PHINT[23]= 5
24		120	4,66667	5	PHINT[24]= 5
25		125	4,27778	4	PHINT[25]= 4
26		130	3,88889	4	PHINT[26]= 4
27		135	3,5	4	PHINT[27]= 4
28		140	3,11111	3	PHINT[28]= 3
29		145	2,72222	3	PHINT[29]= 3
30		150	2,33333	2	PHINT[30]= 2
31		155	1,94444	2	PHINT[31]= 2
32		160	1,55556	2	PHINT[32]= 2
33		165	1,16667	1	PHINT[33]= 1
34		170	0,77778	1	PHINT[34]= 1
35		175	0,38889	0	PHINT[35]= 0
36	3,5	180	0	0	PHINT[36]= 0

## 283 Interrupteur satellite secteur I

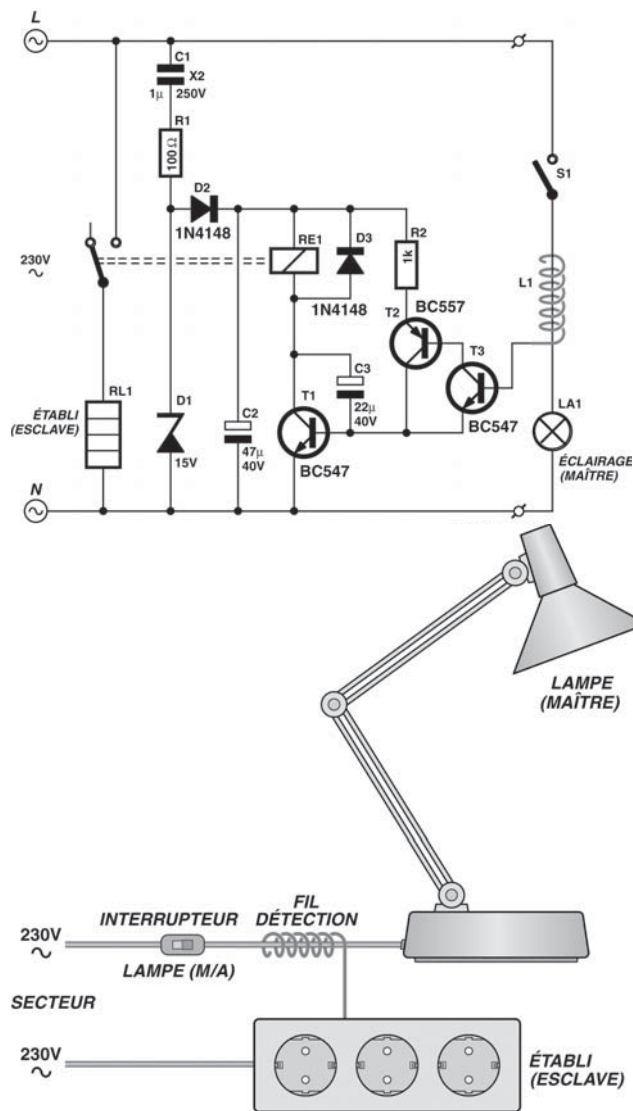
MAISON

Il arrive souvent que deux ou plusieurs appareils soient utilisés simultanément. On fait souvent appel à un interrupteur satellite pour éviter d'éteindre chaque appareil séparément ou d'en laisser un en fonctionnement par mégarde. On pense immédiatement à la combinaison ordinateur/imprimante/scanner, etc. ou amplificateur audio/table de lecture/tuner.

Tournons-nous plutôt vers l'établi, cher aux mordus de l'électronique, avec alimentation universelle/oscilloscope/fer à souder, etc. souvent utilisés simultanément. Le fer à souder est un exemple particulièrement approprié. Il est souvent dépourvu de lampe témoin et on l'oublie invariablement quand on éteint les autres appareils. La solution la plus simple consiste à se servir d'un bloc multiprise et à allumer/éteindre au niveau de la prise secteur. Toutefois l'interrupteur, qui se trouve souvent derrière ou sous l'établi, peut être difficilement accessible.

La tension aux bornes d'une résistance en série est le moyen usuel permettant aux commutateurs satellites de détecter le courant du secteur lié à la mise en marche de l'unité principale. Ils commutent alors un relais pour alimenter les unités satellites. Cela signifie qu'il faut insérer une résistance dans la phase ou le neutre. Le circuit présenté ici, est conçu pour alimenter un établi dont la lampe est allumée. Il ne comporte pas de résistance et ne requiert aucune modification de la lampe ou des appareils satellites. Il détecte en effet le champ électrique du câble de la lampe allumée. La lampe sert donc aussi de voyant d'alimentation (de si grande taille qu'il est difficile de ne pas le remarquer) indiquant que tout l'équipement de l'établi est « allumé ».

Un bout de fil isolé enroulé autour du câble de la lampe permet de détecter le champ causé par le secteur. Le signal est amplifié par un amplificateur à



050385 - 1 - 12

trois étages se comportant comme un super transistor à gain très élevé. Le courant de base AC extrêmement faible produit un courant collecteur non négligeable qui, après avoir été lissé (par C3), peut commuter un relais destiné à alimenter les autres prises. Le relais est alimenté à partir du secteur par un condensateur abaisseur de tension qui ne chauffe pas et fournit une tension DC d'environ 15 V quand

le relais n'est pas activé. Cette « alimentation » ne peut fournir qu'un courant limité ; la tension diminue sensiblement quand le relais se ferme, mais ce n'est pas un problème car les relais nécessitent plus de courant pour atteindre l'état désiré que pour y rester.

Comme le neutre du secteur constitue la référence de l'émetteur du transistor, le champ détecté est celui de la phase. Le fil de la lampe commuté doit donc être celui de la phase. C'est certainement le cas si l'interrupteur de la lampe a été monté par le fabricant. En cas de doute, utiliser un interrupteur bipolaire pour la phase et le neutre. La sensibilité du circuit peut être augmentée ou diminuée selon le cas en modifiant la valeur de la résistance émetteur de T2. Le fil de détection doit être bien entendu

enroulé à un endroit du câble de la lampe situé après l'interrupteur, sinon le relais restera collé, même lorsque la lampe est éteinte.

Le dessin illustre l'idée de base. Le circuit est incorporé dans le bloc multiprise bien que, selon l'espace disponible, un boîtier plastique supplémentaire puisse être nécessaire.

### Prudence !

Ce circuit n'est pas isolé du secteur. Il faut donc le monter et le tester avec grand soin. Il faut aussi isoler le fil capteur de manière adéquate. Le circuit doit être monté dans un boîtier dont l'intérieur est inaccessible aux doigts, etc.

(050385-1)

Bart Trepak

## 284 Interrupteur satellite secteur II

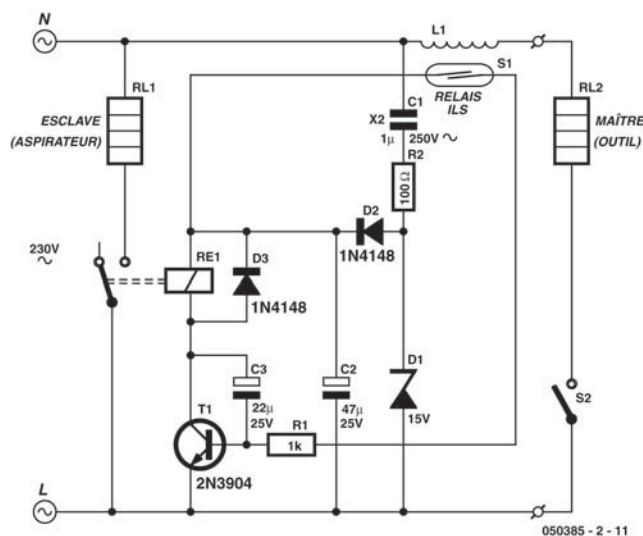
MAISON

De nombreux outils à travailler le bois comme les scies et les ponceuses peuvent être raccordés au tuyau flexible d'un aspirateur éliminant la poussière et les débris dus à leur fonctionnement. L'aspirateur doit être mis en marche en même temps que l'outil. Or l'utilisateur consacre toute son attention à son travail, particulièrement quand une roue pourvue de grandes dents tourne à quelques centimètres de ses doigts. Il a donc tendance à oublier de mettre l'aspirateur en marche. Cette commande est conçue pour mettre automatiquement l'aspirateur en marche en même temps que l'outil d'usinage.

Le courant passant par le circuit est détecté par un relais à lames souples.

Celui-ci est peu coûteux, indique le passage du courant et sa consommation est très faible. Ces contacts en ampoule sont souvent utilisés dans les détecteurs antivols où ils sont activés par un petit aimant. Il est aussi possible d'engendrer un champ magnétique en faisant passer un courant par une bobine enroulée autour du contact en ampoule.

Le schéma représente un commutateur satellite simple basé sur cette idée. La bobine peut être enroulée directement sur le contact en ampoule. Le calibre du fil de connexion à un conducteur ou du fil de



cuivre émaillé utilisé doit être suffisant pour le courant de l'outil d'usinage (ou de l'appareil principal). En pratique, le fil doit être assez épais pour le courant de l'appareil, quelle que soit la puissance de celui-ci. Il doit toutefois permettre d'enrouler un nombre suffisant de tours pour engendrer le champ magnétique requis. Celui-ci dépend du contact en ampoule et sera déterminé de préférence expérimentalement. Pour fixer les idées, le courant d'une lampe de 150 W (environ 625 mA) actionnera de façon fiable un

contact en ampoule d'un pouce avec 40 tours. Le nombre de tours nécessaire pourrait être plus élevé avec des contacts de plus grande taille. Il faut un nombre de tours plus élevé si la consommation de l'appareil principal est plus faible (peu probable avec des outils d'usinage).

Le contact en ampoule commute le transistor T1 qui actionne le relais RE1 mettant l'appareil en marche. L'inertie mécanique des contacts en ampoule est peu élevée ; ils ont donc tendance à obéir aux fluctuations du champ magnétique dues au courant alternatif dans la bobine. Bref, ils commutent à 100 Hz. C3 sert donc à ralentir la réponse du transistor. Il fournit l'énergie nécessaire pour empêcher le contact en ampoule de s'ouvrir lors des passages par zéro, lorsque le courant du secteur consommé par l'appareil s'annule. C1 abaisse la tension du secteur à environ 15 V (déterminé par la diode de zener D1). Cette tension est redressée et lissée par

D2 et C2 pour alimenter le circuit en courant continu.

Les contacts relais doivent être en mesure de commuter l'appareil (aspirateur). La résistance de la bobine doit être de 400  $\Omega$  au moins, car l'alimentation DC rudimentaire ne peut fournir qu'un courant limité. C1 provoque une chute de tension presque égale à la tension du secteur. Il doit donc appartenir à la classe X2 et être prévu pour 250 V AC (au moins).

### Prudence !

De par sa nature même, ce circuit est raccordé directement au secteur. Il faut donc le monter avec grand soin et le fixer dans un boîtier en plastique ou un boîtier métallique mis à la terre et comportant des prises secteur pour l'appareil principal et l'appareil satellite.

(050385-2)

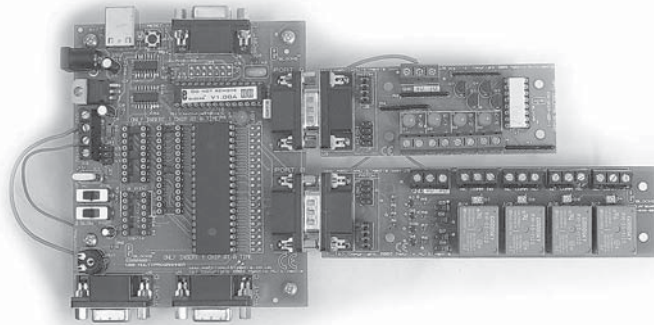
Bart Trepak

## 285 E-blocks, le concept PLC le moins cher

MICROPROCESSEURS

Si vous êtes un habitué des PLC (*Programmable Logic System*), il vous arrive sans doute d'être frustré de devoir payer plus de 150 pour un système tout simple qui, comme matériel, ne contient que quelques entrées et pas davantage de sorties, ce qui vous coûterait une quinzaine d'euros, si vous les assemblez vous-même. Voici une suggestion qui devrait vous aider à développer votre propre PLC à bien meilleur compte.

Vous n'ignorez certainement pas la solution par E-blocks. Il y en a deux nouveaux, une platine à photocoupleur et une platine à relais. La photo les montre branchés sur un Multiprogrammateur PICmicro. Combiner un programmeur PICmicro, des photocoupleurs et des relais, c'est du point de vue fonctionnel équivalent à un PLC, le logiciel Flow-code est commandé par l'ordinogramme dans un environnement graphique d'approche aisée que vous pouvez utiliser pour piloter votre PLC. Le



matériel, y compris les platines, est livré accompagné des schémas complets, si bien que vous pourrez fabriquer sans peine votre circuit imprimé selon votre configuration de PLC. Bientôt, une carte de commande de moteur sera également disponible. Les modules E-blocks, capteurs et logiciel associé, vous pouvez vous les procurer par l'intermédiaire de notre e-CHOPPE, en consultant le site [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr).

(060079-1)

John Dobson



## 286 Message reçu !

MAISON

Ce circuit permet (selon les circonstances) à un aristocrate de mander son valet ou à un cadre de faire accourir sa secrétaire. L'auteur s'en sert pour informer ses enfants qui font hurler l'électronique de loisir dans leur chambre à coucher que le repas est servi. Point n'est besoin d'un interphone. Un avertisseur sonore pourrait facilement remplir cette fonction, mais le circuit présenté a l'avantage d'afficher une indication de l'appel et de confirmer à l'appelant que son « message » a été reçu. Cette confirmation est particulièrement utile pour l'auteur, car l'appel peut être facilement couvert par la musique ou étouffé par les écouteurs.

Le circuit, sans commutation compliquée, utilise une simple connexion bifilaire entre les deux stations. Il repose sur le fait que la chute de tension directe d'une LED bleue (ou blanche) est plus élevée que celle d'une LED rouge, verte ou jaune.

Le circuit est basé sur un multivibrateur à deux transistors. Celui-ci fait clignoter une LED rouge (D1) et actionne l'avertisseur sonore Bz1 à environ 1,5 Hz lorsque le bouton S1 est pressé. Il va de soi que cette fréquence peut être modifiée en utilisant des condensateurs de valeurs différentes. La diode D1 en série avec le collecteur du transistor T2 est indispensable : elle isole la sortie des effets du circuit de l'avertisseur sonore qui modifieraient la fréquence du multivibrateur.

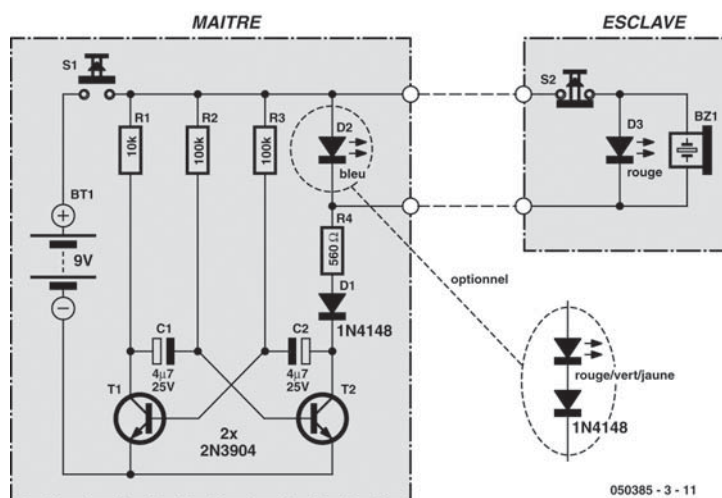
Le multivibrateur n'est pas indispensable, mais qui résisterait aux impulsions combinées avertisseur/LED, plus difficiles à ignorer qu'un signal continu, même dans un environnement bruyant. La tension aux bornes d'une LED rouge est de l'ordre de 1,5 V, alors qu'une LED bleue requiert au moins 2,5 V à 3 V pour s'allumer. La LED bleue reste donc éteinte lorsque le bouton d'appel S1 est pressé. La plupart des avertisseurs piézo fonctionnent entre 3 et 12 V. Ils peuvent toutefois émettre encore un son suffisamment perçant à partir des 1,5 V disponibles aux bornes de la LED rouge pour attirer l'attention de l'ado le plus introspectif.

La combinaison LED rouge/avertisseur sonore est déconnectée lorsque l'appelé presse le bouton de confirmation (presser pour interrompre) S2. Cela permet à la LED bleue de la station d'émission de clignoter, indiquant à l'appelant que son message a été reçu. Pas de LED bleue sous la main ? Il suffit de la remplacer par un type de couleur rouge ou verte prise en série avec une diode au silicium polarisée en sens direct. La tension directe dépasse alors celle de la LED rouge du récepteur.

Le circuit peut être alimenté par une pile 9 V. Il est superflu de recourir à une alimentation secteur compte tenu de la faible consommation et de la faible fréquence d'utilisation du circuit.

(050385-3)

Bart Trepak



## 287 Cellule photoélectrique modulée

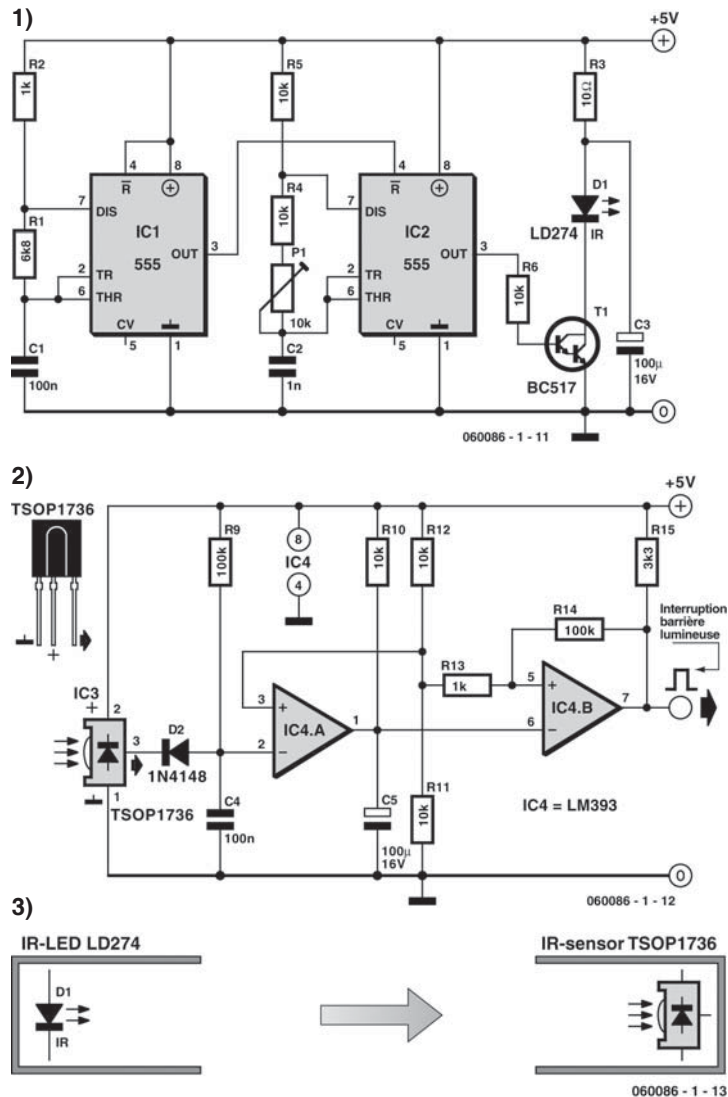
MAISON

Gardez un œil ouvert sur votre milieu en dormant sur vos deux oreilles ! Beaucoup d'accessoires le permettent et permettent en plus de commander une action, allumer une lampe ou déclencher un signal sonore, par exemple, en fonction d'événements qui s'y produisent. La cellule décrite ici est ainsi conçue pour surveiller un passage. Vous pourrez l'utiliser pour détecter le passage de quelqu'un dans un couloir ou pour vérifier, au garage, que l'arrière de la voiture, suffisamment rentrée, ne fait plus obstacle à la fermeture de la porte. Le montage se compose d'un émetteur modulateur de lumière infrarouge et d'un récepteur qui la détecte. Il est à peine sensible à la lumière ambiante et peut donc s'utiliser à l'extérieur.

L'émetteur (**figure 1**) délivre pendant 540  $\mu$ s, environ 1000x/s, une salve de 36 kHz. Le circuit IC1 est accordé avec C1, R1 et R2 sur une fréquence d'environ 1000 Hz. La sortie d'IC1 est chargée de faire osciller IC2 environ 1000x/s pendant quelque 540  $\mu$ s. L'accord d'IC2 à la fréquence de 36 kHz est assuré par C2, P1, R4 et R5. La sortie d'IC2 commande la LED IR D1 par le transistor T1. La ligne d'alimentation est protégée par C3 et R3 contre la perturbation que pourrait provoquer le courant relativement intense qui traverse D1.

La conception du récepteur (**figure 2**) est relativement simple puisque IC3 nous soulage d'un tas de petites choses. Quand ce circuit intégré voit un signal IR d'une fréquence de 36 kHz, sa sortie doit

passer à « 0 ». Le montage émetteur envoie alternativement pendant 540  $\mu$ s un signal IR de 36 kHz et rien pendant 470  $\mu$ s. Lorsque ce signal arrive sur IC3, C4 se charge par l'intermédiaire de D2. Comme l'entrée non inverseuse d'IC4.A est polarisée à 2,5 V par le diviseur de tension composé de R10 et R11, sa sortie doit être à « 1 ». Pendant les silences de 470  $\mu$ s de l'émetteur, C4 se décharge partiellement par R8 mais la tension de 2,5 V n'a



pas le temps de disparaître. En revanche, si le faisceau lumineux entre émetteur et récepteur est coupé, C4 se décharge assez pour que la sortie d'IC4.A bascule à « 0 ». Comme la sortie d'IC4.A est à collecteur ouvert, C5 se décharge dans ce cas directement et la sortie d'IC4.B passe à « 1 ». Cet état se prolonge d'environ une seconde grâce à R9 et C5. Si R9 est une résistance de 100 kΩ, la prolongation atteindra 10 s environ. Les résistances R12 et R13 donnent à la sortie une inertie suffisante pour qu'elle ne change pas trop rapidement d'état autour du point de commutation puisqu'il ne faut pas qu'elle « clignote ». La sortie d'IC4.B, avec R14, délivre à nouveau un joli signal logique que nous pourrions exploiter par la suite.

Un oscilloscope vous facilitera l'accord de la fréquence d'IC2 à 36 kHz à l'aide de P1. Si cet instrument vous fait défaut, orientez la LED IR D1 vers le récepteur IC3 et tournez P1 de façon faire baisser la tension à son minimum sur l'entrée inverseuse d'IC4.A. Pendant ce réglage, veillez à ce qu'IC3 ne reçoive pas trop de signal, en éloignant suffisam-

ment la LED IR ou en ne l'orientant pas directement sur le récepteur. Si vous n'y arriviez pas, réglez P1 à mi-course, solution qui marche très bien dans la plupart des cas. En principe, le fonctionnement du montage ne souffre pas de la lumière ambiante. S'il n'en était pas ainsi, si IC3 était exposé trop directement aux rayons du soleil, par exemple, placez-le dans un petit tube que vous orienterez vers la LED IR. La lumière directe du soleil ne troublera plus la vue du récepteur. Si la LED IR et le récepteur sont trop proches l'un de l'autre, la réflexion du faisceau sur les parois peut encore arroser le récepteur lorsque quelqu'un l'occulte. Dans ce cas encore, une solution efficace consiste à protéger la LED émettrice et le récepteur par de petites longueurs de tubes (**figure 3**). La paroi des petits tubes ne doit pas être translucide (peignez-la en noir ou utilisez du tube de conduite d'eau). La longueur des fils de la LED IR peut atteindre quelques mètres sans problème. Ne placez toutefois pas le circuit intégré récepteur trop loin du montage.

(060086-1)

Heino Peters

## 288 Compteur Geiger

### MESURE & TEST

Le GAU\* de Tschernobyl vient de « fêter » son vingtième anniversaire. Il devient de ce fait plus difficile, le temps de quelques jours de refouler cet événement, de l'oublier voire de « tout simplement ne pas y penser ».

Cela était effectivement arrivé. Des retombées radioactives jusqu'en Europe Centrale, et même jusque dans nos régions de l'Hexagone. 20 ans plus tard, reste-t-il quelque chose qui puisse nous inquiéter ? Si l'on tient compte des demi-périodes, les choses se présentent, en gros, de la manière suivante : dans le cas de l'iode 131 celle-ci n'est que de 8,1 jours. Il ne reste plus aujourd'hui, heureusement que  $2^{-900} = \text{zéro virgule zéro}$  de la quantité de cet élément libérée à l'origine. Il en va autrement dans le cas du stontium 90, élément qui a été libéré en quantité importante lui aussi ; non seulement il lui faut 28 ans pour diminuer de moitié, mais il se niche également dans la chaîne alimentaire et présente des dangers à long terme. Il en reste malheureusement aujourd'hui plus de 50%.

Si vous voulez connaître le niveau de radioactivité dans votre environnement il vous faut un appareil de mesure adéquat dont la variété la plus simple est

un compteur Geiger. Il est de plus relativement facile d'en construire un soi-même. L'entreprise de Malte Fischer n'utilise que des composants standard puisqu'il s'agit d'une paire de temporisateurs du type NE555 et d'un petit transformateur. L'appareil n'en devient pas uniquement très abordable mais aussi facile à réaliser ceci à une seule exception près : le tube Geiger-Muller indispensable qui n'a lui rien de standard. On trouve ce genre de tube d'occasion et à bon prix sur E-bay. Google permet également de découvrir des sources telles que, par exemple,

[www.askjanfirst.com/dindex.htm?r9.htm](http://www.askjanfirst.com/dindex.htm?r9.htm) et [www.kent-electronics.nl](http://www.kent-electronics.nl).

Autre possibilité, pour les plus aventureux d'entre nous, fabriquer le tube de comptage soi-même (cf. [www.b-kainka.de/bastel76.htm](http://www.b-kainka.de/bastel76.htm)). Sans parler que l'on trouve même des tubes GM tout neufs et encore en production mais ils ont leur prix. Un modèle ZP1300 par exemple coûte de l'ordre de 60 € ([www.schuricht.de](http://www.schuricht.de)).

Un tube de comptage de ce genre requiert une tension relativement élevée, de l'ordre de 700 V en règle générale. Pour produire cette HT (Haute

Tension), IC1 pilote un BC547C monté en transistor de découpage. Ce dernier attaque à son tour l'enroulement secondaire d'un petit transformateur miniature de 6 V. On dispose au primaire de crêtes de tension pouvant atteindre jusqu'à 250 V, tension dont on fait, sans trop de problèmes grâce à un multiplicateur de tension par quatre classique (condensateur diodes cascade), une tension continue de 700 V. Cette tension est renvoyée à IC1, au travers d'une paire de résistances de 10 M $\Omega$ , de sorte que l'on dispose d'une HT régulée.

L'anode du tube de comptage est reliée à ces 700 V par le biais d'une résistance de protection de 10 M $\Omega$ . Normalement, il ne circule pratiquement pas de courant à travers le tube et donc le gaz noble qu'il contient. Un rayonnement radioactif ionisant arrive à faire sauter quelques électrons des enveloppes des atomes du gaz, ce qui se traduit par l'apparition d'une impulsion de courant et par conséquent de tension sur la résistance de dérivation de 1 M $\Omega$  de la cathode.

Cette impulsion déclenche IC2 et subit de ce fait une amplification telle que l'on entend dans un petit haut-parleur le cliquetis typique d'un compteur Geiger. On pourra, le cas échéant, brancher un compteur d'impulsions externe au travers d'une résistances de 1 k $\Omega$ . Si vous voulez pouvoir interpréter les nombres d'impulsions nous vous renvoyons à l'article du compteur Geiger décrit dans le numéro d'avril 1980 d'Elektor (ce n'est pas un poisson, page 50 et suivante) ou, si vous lisez la langue de Goethe, à un compte-rendu de physique très intéressant de 1990 ([www.wieler.de/gmz.pdf](http://www.wieler.de/gmz.pdf)).

Autre page intéressante

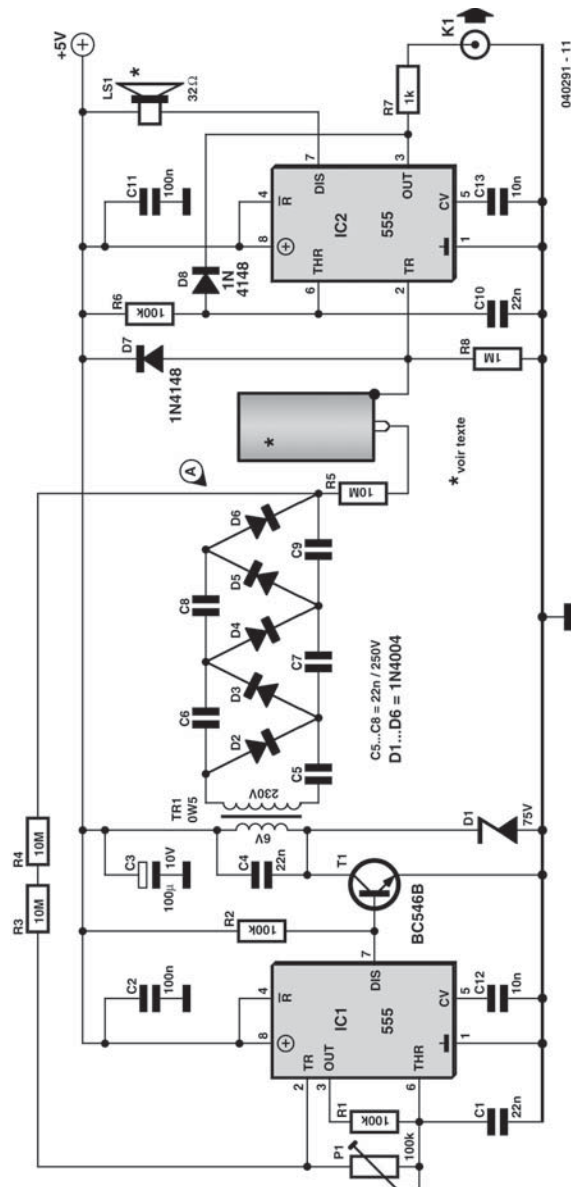
<http://sbarth.dyndns.org/seiten/rahmen.php?nav=geigerzaehler>, sur laquelle on trouve, entre autres, la fiche de caractéristiques d'un tube de comptage de Philips (<http://sbarth.dyndns.org/seiten/geigerzaehler/18550.pdf>).

Bien que d'origine allemande, cet acronyme de GAU (pour *Größter Anzunehmender Unfall* = plus grand accident plausible) est de mise dans le monde de l'énergie nucléaire, mais aussi dans

ceux des produits chimiques. À noter qu'il existe même un niveau Super-GAU !

(040291-1)

Malte Fischer



## 289 LED Luxeon

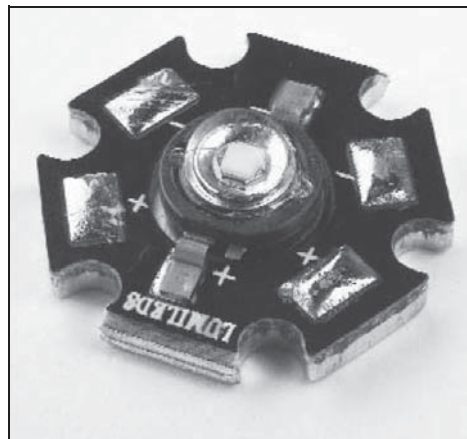
JEUX &amp; MODÉLISME

Il ne faudra guère vous étonner si, très bientôt, votre nouvelle ampoule que vous aurez placée dans l'abat-jour de l'une des lampes de la salle de séjour, n'aura plus à être remplacée. Si nos parents devaient remplacer l'ampoule une fois par an, si ce n'est pas plus, les lampes économiques actuelles durent de 5 à 10 fois plus longtemps. Nos enfants achèteront une ampoule à LED qui continuera de fonctionner bien après qu'ils aient été portés au cimetière.

Reconnaissons-le, nous exagérons peut-être un peu, mais les développements dans ce domaine se traduisant par des durées de vie de plus en plus longues et des rendements de plus en plus élevés sont indéniables.

La société Lumileds (d'Agilent et de Philips) s'est donnée comme but de développer des LED pouvant être utilisées pour l'éclairage. Ceci explique qu'elles soient disponibles en différentes teintes de blanc : 3200 K (blanc chaud), 4100 K (blanc commercial) et 5500 K (blanc froid). Par la combinaison, dans une même armature, de plusieurs LED de luminosités différentes, ces dernières garderont une luminosité identique même si l'on devait, quelques années plus tard, en ajouter une nouvelle.

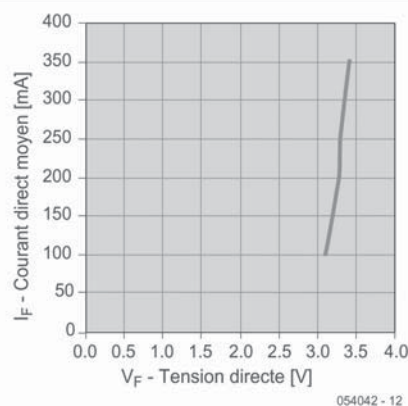
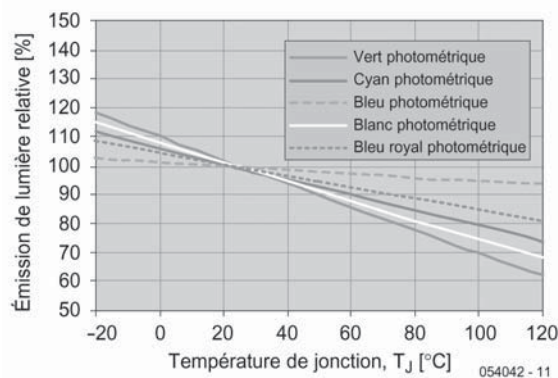
Il existe actuellement, en ce qui concerne la puissance, différents modèles allant de 1 à 5 W, cette série ayant sans doute été éteinte lorsque vous lirez ces lignes. Sachant que la luminosité et la durée de vie dépendent beaucoup de la température, il existe non seulement des LED « nues » mais aussi des LED dotées d'un radiateur intégré. Luxeon leur a



donné le joli nom de Star LED, vu que le radiateur a une forme ressemblant de loin à une étoile.

De par la présence du radiateur, on pourra utiliser une Star LED de Luxeon sans prise de mesure spéciale au niveau du courant maximal. Pour le modèle 1 W, ce courant est de 350 mA en continu. On peut même admettre un courant de 500 mA dans le cas d'un multiplexage de la LED, la valeur moyenne du courant ne devant cependant pas dépasser 350 mA. On veillera à ne pas faire descendre la fréquence de commutation en deçà de 1 kHz car cela se traduirait par des variations trop importantes de la température de la puce. La version 3 W pourra être attaquée à 1 A maximum, valeur à respecter également en cas de multiplexage.

Il est conseillé, dès lors que l'on se situe aux alentours de ces limites, d'attaquer la LED par une





source de courant à pilotage électronique de manière à avoir la garantie de ne pas dépasser la valeur limite. En règle générale cela n'est pas nécessaire, un paramétrage quelque peu restrictif n'a guère de conséquence sur la luminosité. Ceci tient au fait que le rendement lumineux diminue de façon importante avec l'augmentation de température de la puce. Ceci peut se traduire par une valeur de 10% pour une croissance de 20 °C de la température de la jonction ! Il est bon par conséquent de toujours prévoir un refroidissement additionnel par, par exemple, fixation du radiateur sur une partie conductrice, calorifiquement s'entend, de l'armature.

Nous recommandons d'opter pour un courant se situant en deçà de la valeur maximale ; il suffit dans ce cas-là d'implanter une simple résistance de limi-

tation de courant sans avoir à prévoir d'électronique additionnelle. Nous vous renvoyons, pour des exemples et des calculs, à :

[www.luxeonstar.com/resistor-calculator.php](http://www.luxeonstar.com/resistor-calculator.php)

Rappelez-vous qu'il faut à une LED, contrairement à une ampoule halogène, du courant continu. Il vous faudra par conséquent, dans le cas d'une tension d'alimentation alternative, implanter, outre la résistance, un pont de redressement entre le transformateur et la LED !

Pour de plus amples informations on consultera la *Custom Luxeon Design Guide* à télécharger à l'adresse suivante :

[www.lumileds.com/pdfs/AB12.PDF](http://www.lumileds.com/pdfs/AB12.PDF)

(054042-1)

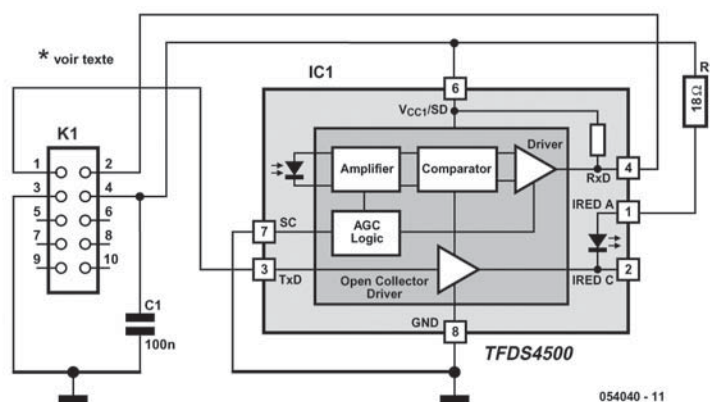
## 290 Port IrDA sur le PC

MICRO PC

De nombreuses cartes mère – toutes ? – de PC sont équipées d'un connecteur de communication infrarouge. Dans la plupart des cas la liaison n'est jamais utilisée. IrDA n'a pas eu le succès souhaité et ses meilleures années sont sans doute passées. Vous trouverez pourtant quelques appareils récents capables de communiquer avec le PC par cette liaison : imprimantes, assistants numériques, GSM et ordinateurs portatifs, par exemple. L'ennui est que le maillon entre le connecteur prévu sur la carte mère et le monde extérieur, l'interface IrDA, n'est pas fourni avec la carte mère et manque, le plus souvent, chez votre fournisseur informatique. Le matériel nécessaire n'est heureusement pas compliqué et, pour un artiste du fer à souder, le montage est

simple comme bonjour. Le choix des composants IrDA n'est pas critique et d'autres types peuvent convenir. Lorsque vous les achetez, faites attention à la taille du module, certains modèles sont très petits et difficiles à souder. Il va de soi que l'interface doit regarder vers l'extérieur et se monter, de préférence, sur la face avant du PC. Une plaque obturatrice d'emplacement de lecteur de disquettes ou de CD convient parfaitement, est facile à démonter et son perçage pour la pose de l'interface n'est pas bien difficile.

La connexion à la carte mère vient ensuite. Déception, ici, les fabricants de cartes mères ne respectent aucune norme. Reportez-vous au manuel pour y



trouver conseil et, si vous ne trouvez plus la documentation, le site du fabricant vous la fournit. Faites très attention : une faute de câblage peut endommager sérieusement la carte mère. Contrôlez tout très soigneusement et précisément avant de remettre le PC sous tension !

La troisième étape est logicielle. Vous devez d'abord accéder au BIOS du PC (pour mettre le port IrDA en service) et installer les pilotes. Il n'y a pas de recette ici puisque les PC sont trop différents et qu'il faut également tenir compte du système d'exploitation. Si vous n'avez aucune idée sur la

façon de procéder, recherchez sur Internet, vous risquez de trouver. Si vous lisez l'anglais ou l'allemand, rendez-vous sur le site [www.infra-rotport.de](http://www.infra-rotport.de) qui présente de façon claire les paramètres, les pilotes et les *patches* en donnant un éclairage particulier, enrichi d'expériences, sur diverses cartes mères. L'étape la plus longue est souvent celle d'apprentissage de l'utilisation de cette liaison série sans fil. Asseyez-vous et prenez votre temps !

(054040-1)

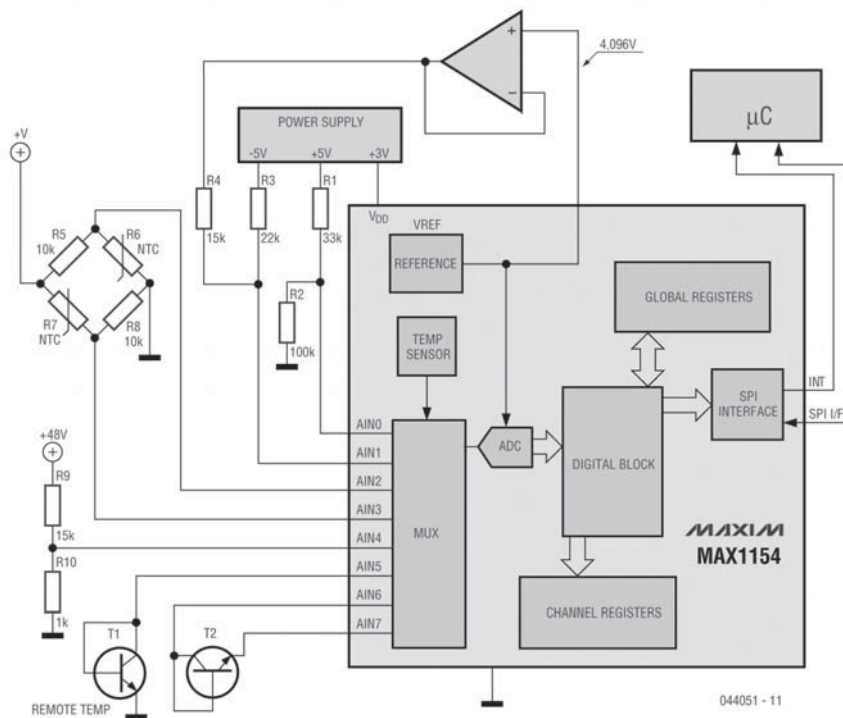
## 291 Maternage de tension

### MICROPROCESSEURS

Surveiller la tension d'alimentation d'un appareil n'a rien d'insolite. Par sa consommation, il fait varier la tension de la batterie qui l'alimente et cette information permet d'évaluer la quantité d'énergie en réserve. Les appareils raccordés au secteur peuvent également tirer profit d'une surveillance des tensions d'alimentation du montage, de manière à adopter les dispositions nécessaires en cas de nécessité.

Un brin d'intelligence n'étant jamais un luxe dans pareille situation, pourquoi ne pas s'offrir les services d'un microcontrôleur ? Son rôle consistera à collationner périodiquement des mesures de tension à l'aide d'un ou de plusieurs convertisseurs A/N et de s'assurer qu'elles sont correctes ou que rien d'anormal ne se produit.

Bien sûr, cette mission consomme énormément de ressources du processeur. Si l'on y ajoute quelques



fonctions périodiques supplémentaires, le choix du modèle risque encore de se compliquer davantage.

Heureusement, le fabricant de puces MAXIM nous sort de son chapeau un jeu de spécimens parmi les mieux entraînés à cette tâche. Sans relâche, ils surveillent un certain nombre de tensions. Sitôt que l'une d'entre elles dépasse les bornes, ils réveillent le contrôleur d'une interruption pour lui signifier qu'une irrégularité vient de se produire.

Les MAX1153 et MAX1154 disposent d'un convertisseur A/N sur 10 bits, 12 bits pour les MAX1253 et MAX1254. À l'origine, ils sont prévus pour surveiller huit tensions externes et deux internes. Rien n'interdit non plus de programmer ces huit tensions externes pour surveiller autre chose. La température par exemple. Une simple diode bon marché fera assurément l'affaire.

Pour chaque canal, on détermine une fourchette de tensions ou des températures minimale et maximale et, dès qu'elles sont dépassées, il se produit une interruption. Dans le même ordre d'idées, on peut aussi imaginer d'y inclure un atténuateur de pointes. On emploiera alors un filtre récuratif avec la possibilité de déterminer le nombre d'échantillons hors normes successifs à collecter avant de déclencher une interruption. On peut en outre modifier la fréquence d'échantillonnage du convertisseur A/N à raison d'un maximum de 90 000 échantillons par seconde.

Pour communiquer avec le contrôleur, on se servira de l'interface de bus SPI prévue, qui se contente de quatre signaux seulement. Le site web de MAXIM devrait satisfaire tous les curieux en quête d'informations supplémentaires : [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

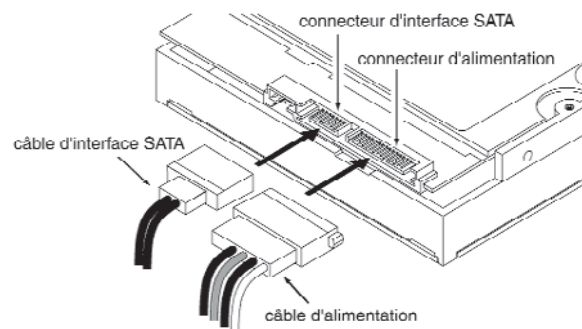
(044051-1)

## 292 SATA

### MICRO-INFORMATIQUE

La nouvelle norme pour connecter les disques durs et lecteurs DVD s'appelle SATA. Vous l'aurez peut-être déjà remarqué, les nouveaux PC ne contiennent plus de nappes de câbles à 40 ou 80 conducteurs. C'est aujourd'hui une fine nappe de 7 fils qui relie le disque dur. Le connecteur d'alimentation a également évolué. De 4 broches, il est passé à 15 sur les disques SATA. On le voit bien sur l'illustration. Le gros connecteur sert à l'alimentation et le petit au transfert de données. L'alimentation amène du 12 V, du 5 V, du 3,3 V et deux connections à la masse.

SATA veut dire *Serial ATA*. Jusqu'à présent, ATA était la norme pour raccorder les disques durs, les lecteurs CD et DVD. Pour l'instant, le bus ATA100 avec ses 100 Mo transférés par seconde était le plus largement utilisé. Quelques fabricants utilisaient toutefois l'ATA133 pour sa vitesse légèrement supérieure. L'objectif était donc bien d'accélérer notablement la vitesse, pari en apparence impossible avec des moyens simples. Pour y parvenir, la solution choisie fut d'adopter un bus sériel. De prime abord, l'option peut sembler ridicule. Comment espérer accélérer des transferts de données entre une carte mère et un disque dur en rem-



plaçant un bus parallèle de 16 bits par un bus sériel ? Ça implique au minimum un facteur 16 ! Ainsi, SATA tourne déjà à 1 500 MHz et offre des taux de transfert jusqu'à 150 Mo/s. On attend prochainement des versions à 3 GHz puis 6 GHz. C'est, bien sûr, un critère économique qui a poussé l'industrie à se diriger dans cette voie. Il est en effet moins cher de pousser la vitesse d'un seul canal de bonne qualité que d'essayer d'accélérer 33 canaux en même temps. Les signaux transitent par deux canaux symétriques, l'un en émission, l'autre en réception, et trois lignes de masse. L'amplitude du signal n'est plus à 5 V mais est descendue à 0,25 V.

La symétrie de la connexion ainsi que la faible amplitude du signal collaborent à économiser l'énergie et offrent une plus grande fiabilité à ces vitesses. Ce que les câbles ont perdu en largeur, ils vont pouvoir le récupérer en longueur. De 45 cm, on passe à 1 m maximum.

Autre amélioration de taille, chaque périphérique aura son accès privé à la carte mère au lieu de devoir le partager avec un autre, comme dans la norme ATA. Terminés les cavaliers pour décider du mode

maître ou esclave. En théorie, chaque périphérique profitera aussi de la totalité de la bande passante.

Enfin, la taille des broches du connecteur a également évolué. Il est dorénavant permis de brancher les disques à chaud, sans qu'il soit nécessaire de couper le courant. Reste à espérer que ce nouveau standard se maintienne pour les dix ans à venir.

(044053-1)

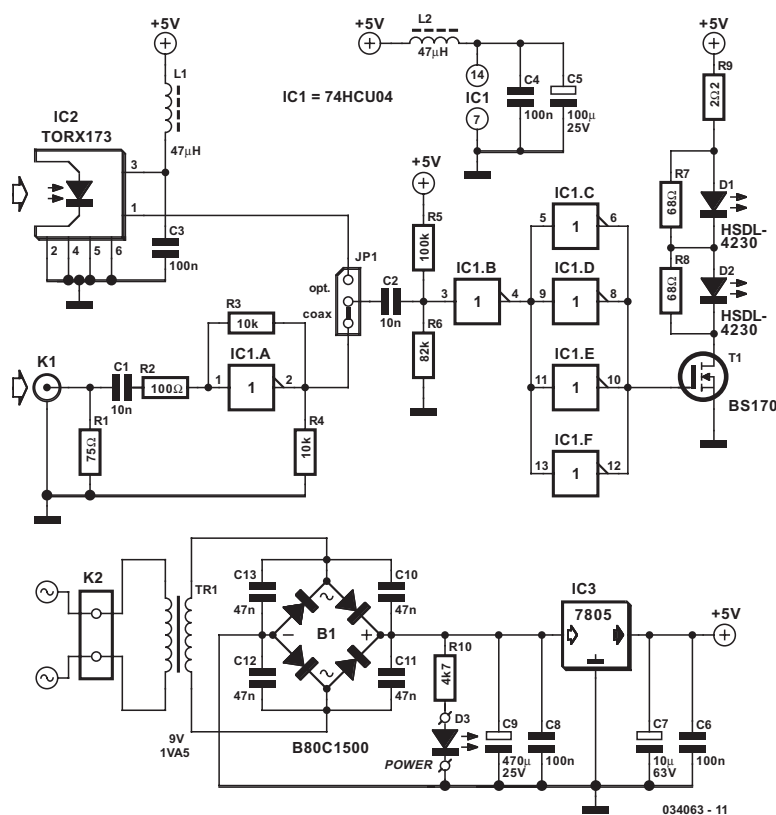
## 293 Émetteur IR S/PDIF

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Communément, on transporte un signal audionumérique (S/PDIF), par câble coaxial ordinaire à 75  $\Omega$  ou par fibre optique via les modules TOS-LINK. Mais il est des situations où l'on ne veut ou ne peut pas tirer de câble entre les appareils. Sans fil, il reste l'émission HF à large bande ou une variante optique. Nous vous proposons ici un émet-

teur infrarouge simple. Bien sûr, le récepteur IR S/PDIF correspondant est aussi décrit dans cette édition !

En théorie, une telle liaison optique est très simple, mais en pratique, il y a toujours quelques obstacles à surmonter. Les LED doivent commuter à une vitesse suffisante pour traduire la fréquence élevée



du signal S/PDIF tout en produisant une intensité suffisante pour couvrir largement les parasites à une distance raisonnable, sur le récepteur. C'est qu'à la fréquence d'échantillonnage de 48 kHz, les impulsions ne mesurent que 163 ns !

Les LED que nous avons choisies, des Agilent (ex-Hewlett-Packard), ont un temps de montée et de descente optique de 40 ns, une rapidité acceptable, en pratique. Comme leur angle de couverture n'est que de 17°, elles délivrent une haute intensité. Le revers de la médaille, c'est qu'émetteur et récepteur sont sensibles à la directivité. Mais l'avantage appréciable, c'est qu'il nous faudra peu de LED et qu'il y a moins de chance de subir un puissant rayonnement infrarouge dans l'œil. Le montage se base sur les recettes connues. Le signal S/PDIF présent sur K1 se voit d'abord amplifié de manière à faciliter son traitement. On peut choisir à l'aide de JP1 une entrée par module TOSLINK. Derrière JP1, un diviseur de tension attaque l'inverseur IC1.B par un niveau immédiatement inférieur à la moitié de la tension d'alimentation. De ce fait, la sortie de l'étage tampon qui commande le transistor de commutation T1 reste basse en l'absence de signal et les LED IR D1 et D2 sont éteintes.

L'étage tampon se compose des portes restantes de IC1. Nous y avons pensé en prévision du surplus de charge capacitive qu'entraînerait l'adjonction d'autres diodes émettrices. Pour T1, nous avons pris un petit transistor D-MOS du type BS170 qui s'en tire sort bien en commutation rapide. Jugez plutôt : au maximum 10 ns ; valeur typique 4 ns.

La mise en conduction de D1 et D2 ne cause aucune difficulté. Leur blocage rapide, en revanche, demande de s'écarter quelque peu du schéma classique à cause des capacités parasites. Nous avons ajouté R7 et R8 en parallèle sur les diodes de manière à décharger plus vite ces condensateurs parasites, au détriment de la consommation, mais sur notre prototype, elles n'y contribuaient que pour quelque 10%.

Sans signal, le circuit ne consomme que 25 mA. Avec un signal présent, l'étage de sortie pompe presque la totalité du courant qui grimpe jusqu'à environ 0,17 A. Il s'agit donc de prévoir un sérieux découplage pour éviter que ces pics de courant n'occasionnent de perturbations dans le traitement du signal par l'étage d'entrée. Pour IC1, par exemple, L2, C4 et C5 veillent au grain. Dans le même ordre d'idées, on s'arrange pour ramasser le circuit autour de T1 et des LED et le positionner le plus près possible du régulateur de tension, question de limiter la propagation de parasites vers l'extérieur et sur le circuit d'entrée. On peut éventuellement insérer une bobine anti-parasite en série avec R9 et un condensateur de découplage à la masse. La bobine doit pouvoir supporter 0,3 A, d'avantage si vous utilisez plusieurs étages.

On installera de préférence le montage dans un boîtier blindé, avec filtre pour le secteur 230 V. Nous avons représenté sur le schéma une alimentation standard, mais n'importe quelle source de tension stabilisée de 5 V peut aussi bien servir. La LED D3 constitue le témoin obligatoire de tension secteur.

(034063)

## 294 Alimentation 5 V directe

### ALIMENTATIONS & CHARGEURS

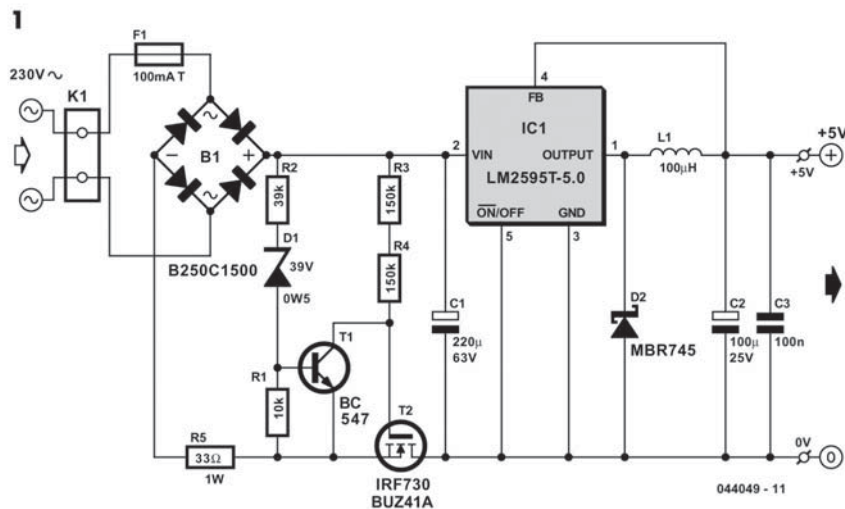
Il arrive que l'on veuille camoufler le mieux possible certains appareils pour éviter qu'ils ne déparent trop un intérieur. Certains systèmes peuvent même être placés à l'intérieur même d'une prise murale. Un prolongateur de télécommande par exemple.

Tous ces types d'appareils requièrent une alimentation, la solution préférée étant une alimentation à partir du secteur, de sorte qu'il n'existe pas non plus de connexion externe pour l'alimentation en courant.

L'alimentation décrite ici est celle qu'il vous faut dans des conditions pareilles, à savoir une alimenta-

tion transformant la tension du secteur en une tension d'alimentation de 5 V. La platine requise a été dessinée aux dimensions d'une prise murale ronde dans laquelle elle ira se cacher. La plupart du temps, les alimentations comportent un transformateur servant d'une part à abaisser la tension et de l'autre à assurer une isolation galvanique entre l'appareil et la tension du secteur. Il n'est pas possible, dans le cas présent, d'utiliser de transformateur en raison de l'exiguïté de l'espace disponible. Ceci explique que nous ayons fait appel à un régulateur abaisseur (*stepdown*). L'un des inconvénients que partagent la plupart des régulateurs abaisseurs est qu'ils ne





## Liste des composants

**Résistances**

R1 = 10 Ω  
 R2 = 39 kΩ  
 R3, R4 = 150 kΩ  
 R5 = 33 Ω

**Condensateurs**

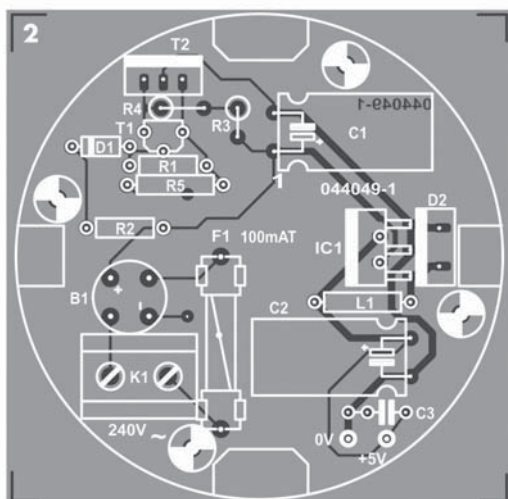
C1 = 220 μF/63 V radial  
 C2 = 120 μF/25 V radial  
 C3 = 100 nF

**Semi-conducteurs**

B1 = B250C1500 rond  
 D1 = diode zener 39 V/500 mW  
 D2 = MBR745  
 IC1 = LM2595T-5.0  
 T1 = BC547B  
 T2 = IRF730 ou BUZ41A

**Divers**

F1 = porte-fusible avec fusible 100 mA  
 K1 = bornier encartable à 2 contacts  
 au pas de 7,5 mm  
 L1 = 100 μH  
 Platine 044049-1\*\*\*  
 Dessin de la platine 044049



sont pas prévus (ni conçus) pour être alimentés directement depuis la tension du secteur. Ceci explique qu'il nous faille commencer par créer, comme le montre le schéma de la **figure 1**, à l'aide de quelques composants discrets, une tension d'alimentation brute de quelque 40 V, tension que nous appliquons ensuite à **IC1**, le régulateur abaisseur. Ce régulateur est capable de supporter une tension d'entrée maximale de 45 V.

La tension du secteur commence par être protégée par le fusible F1 avant d'être convertie, par le pont de redressement, en une tension sinusoïdale redressée.

Le FET T2 fait ici office de commutateur, mis hors fonction lorsque la tension dépasse 40 V. La grille de T2 est pilotée par le biais des résistances R3 et R4. Dès que la tension dépasse 40 V, le transistor T1 entre en conduction de sorte que la chute de tension entre la grille et le drain de T2 devient si faible que T2 cesse de conduire. Dans ces conditions le condensateur électrochimique C1 ne peut plus

continuer à se charger de sorte que la tension maximale aux bornes de C1 ne dépasse pas de l'ordre de 40 V.

IC1 épaulé par les composants connexes convertit cette tension en une tension d'alimentation de 5 V. Le courant de sortie maximal est de 1 A. La platine (**figure 2**) dessinée à l'intention de cette alimentation l'a été de manière à, nous le disions plus haut, pouvoir prendre place dans une prise murale de forme ronde.

Notez qu'il faut commencer par mettre en place la résistance R1 et le pont de câblage, la résistance R5 étant ensuite montée de façon à « flotter » au-dessus de R1, ceci en raison du manque de place. Hormis ce point particulier, la réalisation de la platine n'appelle pas de remarque particulière et ne devrait pas poser de problème. Il ne faut cependant pas

oublier que la platine est en contact direct avec le secteur et qu'il est partant impératif de veiller à ce qu'il soit impossible d'entrer en contact avec l'un ou l'autre des composants qu'elle comporte. Les orifices destinés à son montage se trouvent, par rapport aux pistes de cuivre, à un écartement inférieur aux 6 mm requis de sorte qu'il faudra fixer la platine à l'aide de vis en plastique si l'on veut que soient respectées les normes de sécurité. Il faut en outre que vous disposiez, après la mise en place dans la prise murale, un capuchon en plastique par-dessus la platine pour éviter qu'il ne soit possible d'entrer en contact avec elle dès l'ouverture du couvercle de la prise murale. On ne fait jamais suffisamment attention avec la tension du secteur !

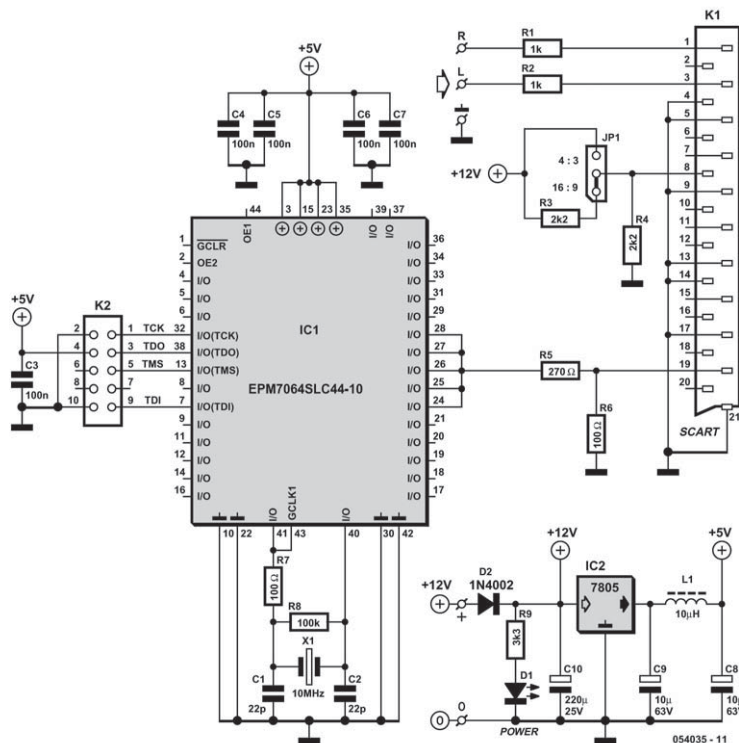
(044049-1)

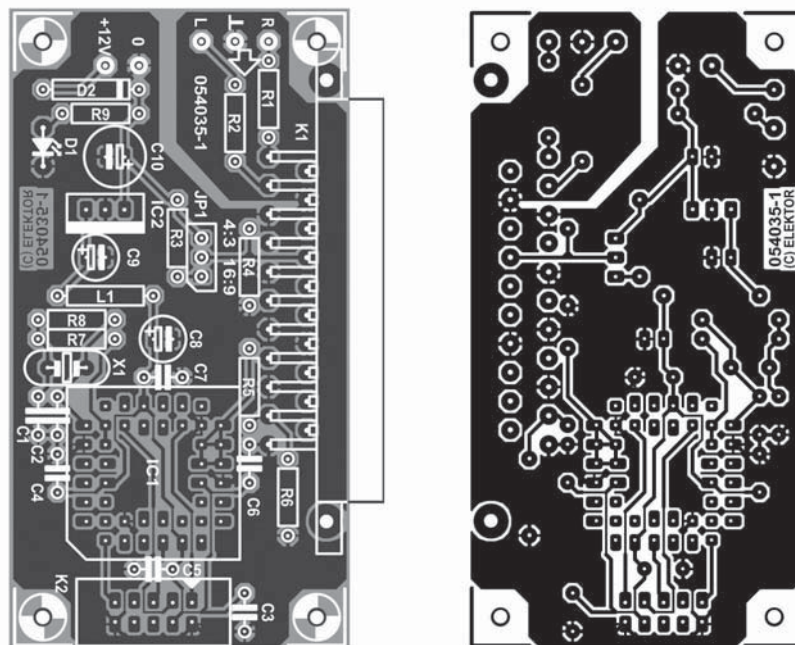
## 295 Adaptateur MP3 pour téléviseur

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Écouter de la musique, on peut le faire à présent de nombreuses manières. En voyage, on utilise souvent un baladeur MP3 et des écouteurs. Mais le soir, à

l'hôtel, on aimerait pouvoir écouter sa musique favorite sans devoir porter de casque. Ce n'est pas aussi facile qu'on le pense. La plupart des chambres





### Liste des composants

<b>Résistances</b> R1,R2 = 1 kΩ R3,R4 = 2kΩ2 R5 = 270 Ω R6,R7 = 100 Ω R8 = 100 kΩ R9 = 3kΩ3  <b>Selfs</b> L1 = 10 μH	<b>Condensateurs</b> C1,C2 = 22 pF C3 à C7 = 100 nF céramique, vertical au pas de 5 mm C8,C9 = 10 μF/63 V radial C10 = 220 μF/25 V radial  <b>Semi-conducteurs</b> D1 = LED faible courant D2 = 1N4002 IC1 = EPM7064SLC44-10 PLC44 + support (programmé, EPS 054035-31) IC2 = 7805	<b>Divers</b> JP1 = embase à 1 rangée de 3 contacts + cavalier K1 = embase Péritel (SCART) femelle en équerre encartable K2 = embase HE-10 à 2 rangées de 5 contacts X1 = quartz 10 MHz Platine EPS 054035-1
---	--	--

d'hôtel sont équipées d'un poste de télé, mais rarement d'une chaîne hi-fi.

Nous avons réalisé un assez petit adaptateur qui permet de brancher un lecteur MP3, ou n'importe quel appareil portable, sur la prise Péritel du téléviseur. Si du moins s'il en est doté.

La platine transmet le signal de la sortie pour casque d'écoute aux broches appropriées de la prise Péritel. S'il s'agit d'une télé monophonique, elle ne relaie généralement que le canal gauche. Pour la liaison entre adaptateur et TV, on utilise un câble Péritel. En ce qui concerne la connexion à la prise écouteurs, on peut se fabriquer un petit cordon. Il y a sur

la platine trois broches pour relier les signaux L, R et masse.

Malheureusement, ce système, en pratique, n'est pas toujours suffisant. La plupart des téléviseurs escomptent un signal vidéo correct pour autoriser le passage du son, sinon, ils restent muets. Pour se sortir de l'ornière, il faut créer artificiellement un signal de synchro vidéo, ce que l'on peut simuler avec une logique programmable, IC1, un EPM7064 de chez Altera. Tout ce qui nous intéresse ici, c'est de disposer d'un circuit qui fournit une synchronisation conforme aux normes PAL et SECAM. Plusieurs signaux ont été additionnés pour délivrer un

signal plus fort. Avec le diviseur de tension R5/R6, le signal est transmis sous une plus grande amplitude qu'avec la totalité des signaux d'une vidéo normalisée (en principe 30% de 1 V<sub>pp</sub> sur 75 Ω). Le signal fait ici un peu moins de 0,5 V<sub>pp</sub> sur 75 Ω. Le diviseur de tension R5/R6 assure l'adaptation d'impédance standard de 75 Ω, pour éviter les réflexions du signal. En supplément, nous avons prévu K2, un connecteur ISP pour les amateurs d'expérimentation (voir [www.altera.com](http://www.altera.com)). On peut commuter automatiquement le téléviseur vers une source externe par le signal d'état vidéo (broche 8). Actuellement, cette tension permet d'inverser le format sur un appareil à image large. Une tension comprise entre 9,5 et 12 V signifie une

reproduction en 4:3 tandis qu'une tension entre 4,5 et 7 V la fait passer en image large. Le cavalier JP1 offre la possibilité d'exploiter cette fonction. Sur une ancienne télé, il faut placer le cavalier sur la position 4:3. Dans un cas comme dans l'autre, l'écran reste noir. Autant pour IC1 que sur le signal de mode vidéo, il faut une tension d'alimentation, du 12 V stabilisé, de préférence issu d'un bloc secteur moderne à convertisseur. Le régulateur IC2 délivre une tension stabilisée de 5 V pour IC1 et K2. La LED D1 indique que le circuit est sous tension. Le principal consommateur est IC1, le courant total se monte à 80 mA environ.

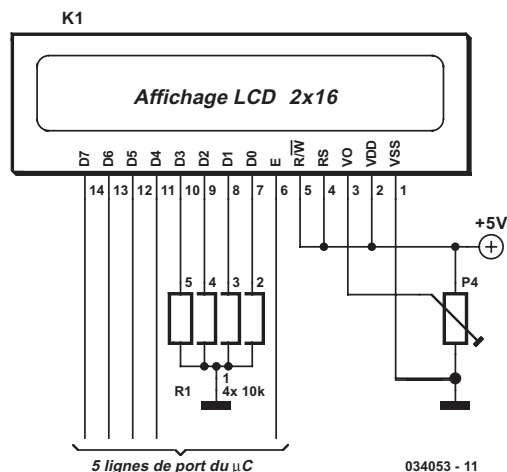
(054035-1)

## 296 Module LCD en 4 bits

MICROPROCESSEURS

Dans de nombreux montages, on utilise des affichages alphanumériques LCD pilotés en interne par le contrôleur HD44780 de Hitachi. Ces affichages peuvent être commandés indifféremment en mode 4 ou 8 bits. Dans le premier cas, on n'utilise que le quartet (demi-octet dit *nibble*) supérieur (D4 à D7) du bus de données de l'afficheur. Les quatre connexions inutilisées méritent cependant notre attention. Les lignes de données de l'afficheur peuvent en effet être utilisées tant en entrées qu'en sorties. Comme on le sait, une sortie ouverte n'est pas un problème, tandis qu'une entrée « en l'air », et donc à haute impédance, peut amener certains problèmes. Que devons-nous donc faire des quatre lignes de données inutilisées quand l'afficheur est piloté en mode 4 bits ?

Cette question nous a amené dans un cas à la conception d'un schéma dans lequel D0 à D3 étaient directement reliées à la masse (GND), cela aurait tout aussi bien pu être au +5 V afin de circonvier le problème des entrées « ouvertes ». Le module LCD était directement piloté par un microcontrôleur, le tout étant monté sur une plaquette d'expérimentation dans l'idée de tester seulement quelques programmes et I/O. Il y avait aussi un interrupteur destiné à contrôler la broche de validation (*enable*) de l'afficheur lorsque celui-ci n'était pas utilisé mais il peut arriver qu'on l'oublie dans le cas d'une expérimentation. Comme la ligne R/W de l'afficheur est directement raccordée à la masse GND (seulement des données allant du



microcontrôleur vers l'afficheur et pas dans l'autre sens), les lignes restantes peuvent fort bien être raccordées en toute impunité à l'alimentation (+ ou GND). Mais dans ce cas précis, ces lignes de contrôle étaient aussi pilotées par le microcontrôleur.

Quand l'afficheur est correctement initialisé, il y a peu de choses qui peuvent mal tourner. La fiche de caractéristiques du HD44780 ne mentionne cependant pas clairement ce qui se passe avec le « nibble » de poids faible durant la phase d'initialisation.

Après une remise sous tension de l'afficheur, on se trouve toujours en mode 8 bits. Une expérience

simple (voir le schéma ci-joint) permet de voir que l'on doit opter pour la solution la plus sûre et qu'il est mieux de raccorder les quatre lignes de données inférieures à GND via des résistances de forçage. Dans ce schéma, les lignes de données de l'afficheur sont basculées en sorties ( $R/\bar{W}$  est à l'état haut) et « enable » est commuté (ce qui peut toujours arriver, même si le but n'est pas de dialoguer avec l'affichage). N.B. : en pratique, RS sera elle aussi commandée par une ligne de port ; dans le cas

qui nous intéresse, c'est également le cas pour  $R/\bar{W}$ . Par conséquent, toutes les lignes de données sont à l'état haut et la question se résume donc à savoir si (et aussi combien de temps ?) l'afficheur survivra à quatre lignes de données en court-circuit. Morale : en mode 4 bits, toujours raccorder D0 à D3 à la masse ou au plus via des résistances !

(034053)

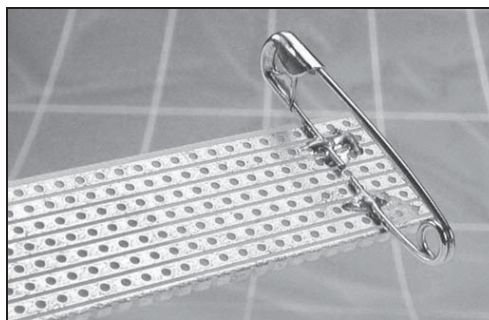
## 297 Éteindre sa broche à LED

JEUX & MODÉLISME

On se sert parfois de LED pour égayer un badge ou une broche. Elles attirent inmanquablement l'attention, surtout si elles clignotent. Des bijoux agrémentés de LED à papillotement, il y en a sur la « table de soudage » d'Elektor à chacune de nos expositions, à la grande joie des visiteurs.

Les petites broches scintillantes sont toujours alimentées par pile, la plupart du temps un modèle bouton qu'il vaut mieux débrancher dès qu'on ne porte plus le bijou. Un interrupteur n'est dès lors pas un luxe inutile. Mais un véritable interrupteur est d'habitude trop gros ou trop cher, comparé au reste du montage. Or, une broche, avec ou sans LED, doit bien être munie d'une épingle de sûreté pour l'agrafer à la veste, au chemisier ou au corsage. Pourquoi ne pas combiner action électrique et fonction mécanique ? En pratique, le système fonctionne très bien.

Prévoyez deux pastilles sur la platine, l'une branchée au pôle positif de la pile, l'autre comme borne d'alimentation du montage. Soudez-y une des branches de l'épingle de sûreté intacte, ouvrez-la et sectionnez ou fraisez cette branche entre les deux points de soudure. Terminé ! Un coup de pince cou-



pante, pour décisif qu'il soit, ne donne pas toujours de bons résultats : si épingle est trop dure, ce sont les pastilles qui vont lâcher en premier. Ici aussi, la méthode douce garde la primauté sur le procédé brutal !

Un dernier conseil : la plupart des épingles de nourrice sont galvanisées et ne se soudent pas sans préparation. Il faut donc en limer au préalable le revêtement protecteur ou se procurer un modèle en laiton.

(034061)

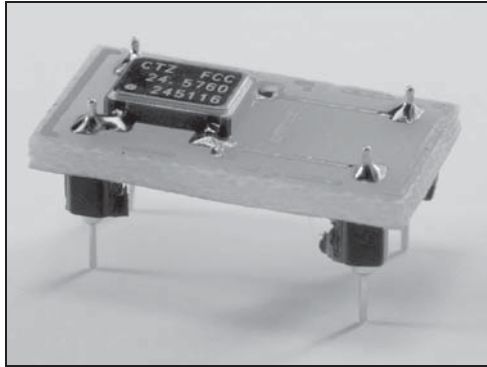
## 298 Adaptateur de quartz CMS

DIVERS

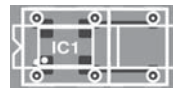
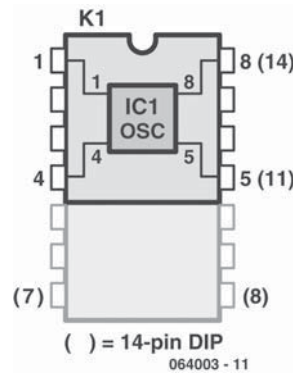
La nécessité est aussi à l'origine de l'idée de cet adaptateur. L'oscillateur à quartz de 24,576 MHz destiné à l'Audio DAC2000 (24 bits/96 kHz, mars 2001) est aujourd'hui difficile à trouver. Un collègue intéressé par le montage et qui souhaitait essayer le prototype, découvrit qu'il était alors équipé d'un oscillateur de 25 MHz. Pour fabriquer

du matériel d'enregistrement correct, il est bien sûr nécessaire de travailler avec une fréquence d'échantillonnage correcte, 48 kHz donc. Pour celle-ci, nous avons besoin de  $512 \times 48000$  Hz, soit 24,576 MHz. Cette fréquence est arrivée sur le tard dans une série de Citizen, la série CSX-750FC pour être précis.





Ces oscillateurs sont logés dans un très petit boîtier CMS. Le projet du convertisseur A/N partait de la série SG531P de Seiko Epson, une sorte de boîtier DIL à 8 broches. Pour pouvoir utiliser la version de Citizen, nous avons prévu un tout petit circuit imprimé qui relie les connexions du CMS à 4 broches à la place d'un modèle DIL à 8 broches. L'ordre des connexions est le même. Nous avons de plus conçu le circuit imprimé pour recevoir le modèle à 14 broches (série SG531P). Deux broches supplémentaires sont ici nécessaires. Celles-ci viennent à la place des broches 7 et 8 d'un boîtier de 14 broches et sont connectées aux broches 4 et 5, respectivement, du boîtier à 8 broches. La broche 1 est dans les deux cas, la sortie de validation (OE) et la broche 8 (8 broches) et 14 (14 broches), le +5 V. Faites bien attention lors de la commande de l'oscillateur. Il existe en effet des modèles à 3,3 V (CSX-750FB et FJ). L'Audio-DAC demande le modèle à 5 V. La troisième lettre après le numéro de type



indique la précision du composant : C ou F pour 100 ppm et B pour 50 ppm.

Si vous souhaitez utiliser la platine pour un oscillateur à 8 broches, vous verrez, côté soudure, un trait bien marqué le long duquel rogner la platine. Le côté soudure (cuivre) est la face supérieure. Précisons que le point sur le boîtier du CSX-750FCC correspond à la broche 1 de l'oscillateur. Nous avons prévu des barrettes mâles minces pour les connexions, elles vous permettront d'enficher directement le petit adaptateur sur un support de circuit intégré ou de le souder directement sur la platine. Le circuit intégré est disponible chez Digi-Key.

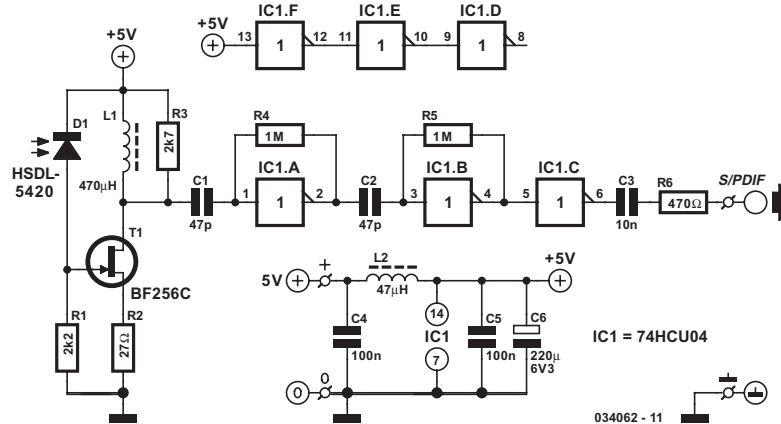
(064003-1)

## 299 Récepteur IR S/PDIF

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

En combinaison avec l'émetteur IR S/PDIF décrit dans cet ouvrage, nous avons obtenu une liaison étonnamment bonne, eu égard à la simplicité des circuits. Le récepteur IR se compose uniquement d'une photodiode, d'un FET et de trois portes d'inversion en guise d'amplificateur. Le FET nous sert d'amplificateur d'entrée et de filtre, grâce à sa faible capacité parasite. On peut ainsi conférer à R1 une valeur assez grande, ce qui augmente la sensibilité du récepteur. La photodiode D1 détermine principalement la largeur de bande et pour une R1 de 2,2 kΩ, elle est encore supérieure à 20 MHz. La

résistance R2 force un grand courant dans le FET (environ 10 mA) pour lui assurer une large bande passante. On mesure 0,28 ou 0,29 V à ses bornes. L1 est une bobine antiparasite standard et constitue avec R3 un filtre passe-haut qui ne permet le transit que des fréquences supérieures à 1 MHz vers les deux inverseurs branchés en amplificateur. Le troisième et dernier étage (IC1.C) transforme le signal en niveaux logiques. Comme il s'agit d'un 74HCU04 qui présente un haut gain, il existe un fort risque d'oscillation, certainement si la sortie attaque un câble coaxial à 75 Ω. En cas de difficulté (cela



dépend fort de la construction), il y a intérêt à intercaler avant la sortie un étage tampon découplé séparément pour respecter au mieux l'impédance de 75 Ω et éviter les réactions parasites.

Il convient de veiller à ce que les courants de IC1 ne circulent pas à travers la liaison de masse de T1, en séparant leurs plans de masse respectifs et par des découplages distincts. Il faut vraiment considérer ce montage comme un circuit à haute fréquence, donc séparer soigneusement l'entrée de la sortie. Sans accessoire et avec les valeurs données dans le schéma, on peut espérer couvrir un rayon d'action de 1,2 m, guère plus. Mais on peut aisément augmenter la distance à l'aide d'une petite lentille convergente, comme on le fait sur les modules IRDA standard. Pour notre prototype, nous avons utilisé une petite loupe bon marché et en plaçant la photodiode au foyer, nous avons atteint une portée de 9 m pour une fréquence d'échantillonnage de 44,1 kHz. Il faut pour cela que les optiques de l'émetteur et du récepteur soient bien alignées. Procéder à des essais dans ce domaine peut se révéler

payant. Par exemple avec d'autres photodiodes. Celle qui figure sur le schéma, la HSDL-5420 à lentille en dôme existe aussi en exécution plate (HSDL-5400) qui, elle, présente une ouverture angulaire de 110° et produit près de quatre fois plus de courant pour la même lumière incidente.

Le circuit consomme, sans signal, 43 mA et avec signal (pour  $f_s = 44,1$  kHz) environ 26 mA. Un peu trop pour l'alimenter par piles, mais des accumulateurs NiMH conviennent parfaitement. Le montage peut déjà fonctionner sous 4,5 V, voire sous 3 V. Si l'on veut en obtenir directement des signaux logiques, il n'y a qu'à court-circuiter C3 en sortie.

Pour terminer, signalons une petite anomalie. Sur les photodiodes HSDL-5400 que nous avons observées, le marquage de cathode, une ligne bleu foncé, sur le côté, sous une des broches, se situait du mauvais côté. Si vous voulez vous assurer qu'elle est installée dans le bon sens, mesurez la tension aux bornes de R1, elle doit être voisine de 0 V.

(034062)

## 300 Convertisseur 12 V pour bougie

JEUX & MODÉLISME

Les petits moteurs à essence utilisés dans le monde du modélisme utilisent, pour la plupart, une bougie lors de leur démarrage. Il se veut malheureusement que ces bougies travaillent à une tension de 1,5 V, alors que les autres systèmes électriques tels que les pompes à carburant, les démarreurs et autres chargeurs travaillent en règle générale sous 12 V. Cela

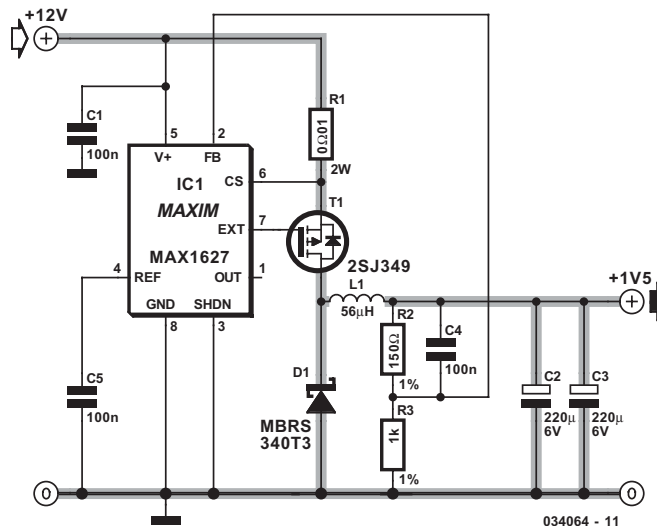
implique que l'on a besoin d'un accumulateur spécifique pour alimenter les bougies en courant. La solution la plus souvent adoptée prend la forme d'un accumulateur au plomb additionnel de 2 V avec lequel on a pris une diode de puissance qui fait chuter la tension de 0,5 V environ. L'inconvénient évident de cette solution est que plus de 30% de

l'énergie fournie par l'accumulateur est dissipée pour rien par la diode. Il doit sans doute avoir moyen d'améliorer l'efficacité de ce processus.

Le convertisseur décrit ici permet d'alimenter la bougie depuis l'accumulateur 12 V que l'on utilise normalement aussi pour tant d'autres opérations telles que le plein, la charge, le démarrage, pour ne citer qu'elles. Il est même possible d'utiliser une batterie de voiture comme source d'alimentation. Cette approche présente en tout cas un rendement meilleur que la solution accu 2 V + diode de puissance.

Le coeur de notre convertisseur CC/CC est IC1, un MAX1627. Le principe sur lequel repose ce convertisseur est celui du convertisseur dévolteur (*stepdown*) impliquant la mise en oeuvre d'une self et d'un condensateur. L'étage de découpage n'est pas intégré dans le circuit intégré se qui nous permet de choisir le FET idéal dont les caractéristiques seront fonction du courant désiré. Nous avons opté ici pour un 2SJ349, T1, mais n'importe quel FET *logic level* à faible  $R_{ds(on)}$  devrait également faire l'affaire.

Il va sans dire que le FET utilisé devra être en mesure de supporter le courant élevé en question. D1 est une diode Schottky rapide dont les caractéristiques devront répondre aux intensités des courants de charge de C2 et C3. Cette diode devra tantôt être un modèle « costaud ». La self et les condensateurs C2 et C3 doivent avoir la résistance interne la plus faible possible. Ceci garantit un ren-



dement élevé du convertisseur et évite que les composants ne chauffent trop.

Le réseau de résistances R2 et R3 déterminent à 87% de la tension de sortie la tension appliquée à la broche FB de IC1. Dans ces conditions, une tension de sortie de 1,5 V se traduira par la présence, sur la broche FB, d'une tension de quelque 1,3 V. On pourra, en donnant d'autres valeurs aux résistances R2 et R3, redéfinir la tension de sortie.

Il faudra veiller, lors du dessin de la platine, à ce que les condensateurs C5 et C1 soient placés le plus près possible de IC1 et que les liaisons entre l'entrée 12 V et la sortie 1,5 V aient une épaisseur suffisante en raison de l'importance des courants auxquels on a affaire ici. Une bougie peut drainer 5 A sans cliquer de l'oeil et les courants de charge de la self et des condensateurs C2 et C3 atteignent des intensités encore plus élevées !

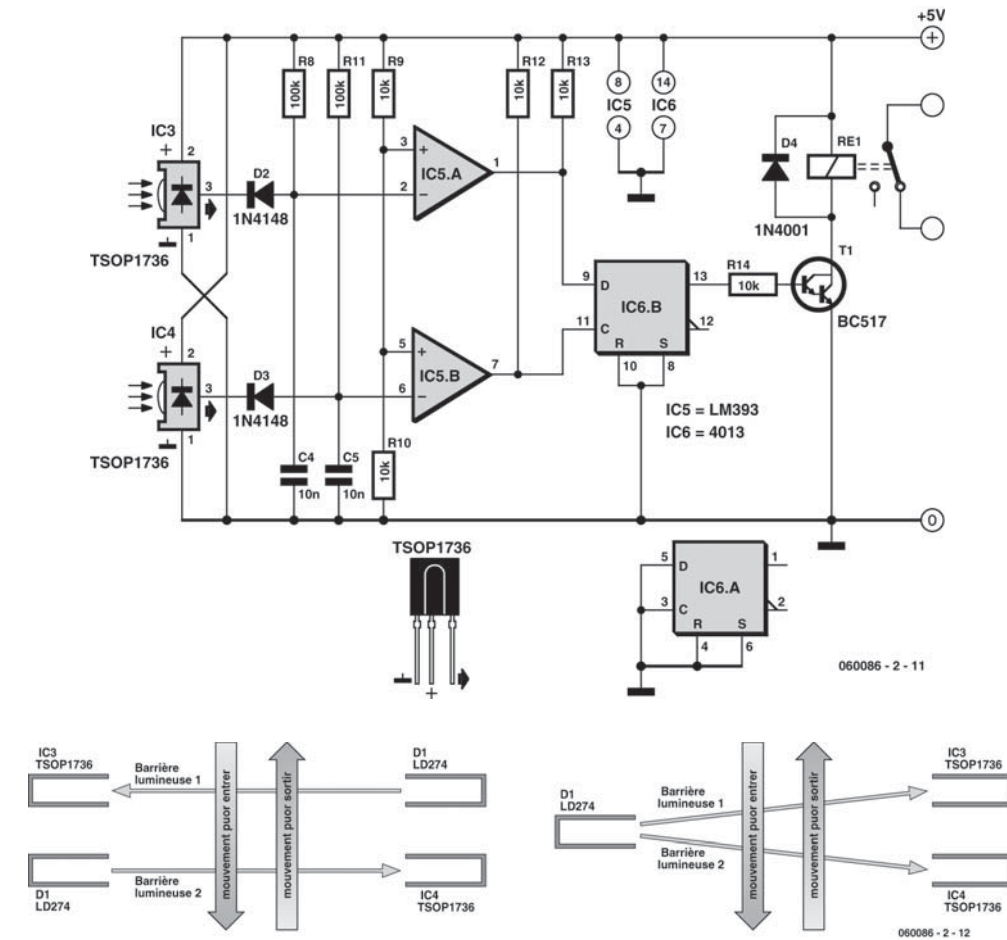
(034064)

## 301 Cellule photoélectrique sensible au sens de passage

MAISON

Avec deux cellules photoélectriques proches l'une de l'autre, il est possible de détecter le sens de passage. Placez-les, par exemple, devant l'entrée des toilettes et elles commanderont l'éclairage, allumant à l'entrée et éteignant à la sortie. Le montage prévu présente beaucoup d'analogies avec la cellule modulée (voir n°287, page 438). Vous avez deux

façons de concevoir le montage. Une version comprendra deux cellules complètes et en opposition (de façon à leur éviter de s'influencer réciproquement), l'autre se partagera un seul émetteur IR et deux récepteurs. Nous présenterons les deux versions, la situation du montage déterminera la plus adaptée. Si vous l'installez dans une ouverture de



porte, un émetteur est suffisant et vous placerez les récepteurs à environ 5 cm l'un de l'autre. Pour un passage plus large, la version à deux émetteurs IR séparés est préférable. Le montage peut s'accommoder d'une distance de quelques mètres, même si le soleil bombarde directement les récepteurs !

Nous reprenons le montage décrit pour la cellule modulée (voir plus haut) pour le(s) émetteur(s). Pour la version à deux émetteurs séparés, vous n'aurez qu'à doubler R6, T1, D1, C3 et R7 sur le circuit de la cellule modulée. La sortie OUT (broche 3) d'IC2 attaquera sans problème deux de ces pilotes d'IR. Il n'en va pas de même pour le circuit des récepteurs, différent de celui de la cellule modulée, mais identique pour les deux versions. Le récepteur est, comme celui de la cellule modulée, le

TSOP1736, sensible à une lumière infrarouge modulée à une fréquence de 36 kHz. Avec D2, R8 et C4, les impulsions issues d'IC3 donnent un « 1 » à la sortie d'IC5.A, quand le faisceau n'est pas coupé. Si le faisceau est coupé, cette sortie passe à « 0 » pendant 1 ms environ. De la même façon, IC5.B est à « 0 » quand IC4 ne reçoit plus le faisceau IR. Des deux bascules D du circuit CMOS 4013, nous n'utilisons qu'une. A l'instant où quelqu'un dépasse la cellule 2 (IC4), l'état de la cellule 1 (IC3) est transmis à la sortie Q1. Le relais qui allume la lampe dans le local est ainsi commandé par l'intermédiaire de T2. Le montage éteint ou allume donc la lumière à chaque passage devant la cellule 1.

(060086-2)

Heino Peters

## 302 Détecteur de crête pour oscilloscope

MESURE &amp; TEST

Les bascules bistables dynamiques ignorent les impulsions appliquées à leurs entrées si celles-ci ont une longueur inférieure à 40 ns ou ne présentent pas de niveau TTL. Dans ces conditions, les bascules bistables TTL ne sont pas utilisables pour la détection d'impulsions parasites de taille inconnue telles que, typiquement, les impulsions courtes de 15 à 25 ns de la lumière d'un laser.

Le présent circuit au contraire reconnaît une impulsion d'une longueur typique inférieure à 8 ns dont les flancs durent moins de 2 ns. La crête de tension de ces impulsions pourra avoir toute valeur comprise entre +100 mV et +5 V.

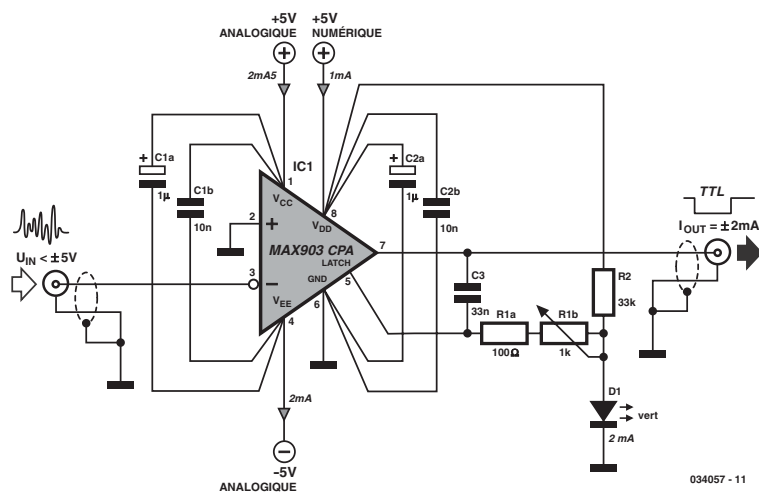
Le coeur de ce montage est un MAX903, un comparateur extrêmement rapide dotée de mémoire interne et d'une alimentation distincte par sa partie analogique et sa partie numérique. Le sous-ensemble analogique est alimenté par le biais d'une tension bipolaire. Ceci explique que le détecteur puisse accepter des tensions d'entrée de potentiel tant négatif que positif par rapport à la masse. Le circuit de commande de sortie et la mémoire sont alimentées par le biais de la tension d'alimentation numérique asymétrique, de manière à ce que le signal de sortie puisse présenter un niveau TTL.

Le MAX903 est doté d'un dispositif de verrouillage de la mémoire interne (*LATCH*). Il rend la sortie transparente ou la bloque par rapport au comparateur interne, auquel cas le dernier niveau TTL effec-

tif est mémorisé et visualisé à la sortie. Cette possibilité permet d'allonger à souhait une impulsion d'entrée courte. Bien qu'il se targue de durées de commutation très courtes, le MAX903 ne consomme que peu de courant : sa dissipation est de l'ordre de 18 mW.

Au repos, l'entrée *LATCH*, la broche 5 du MAX903, se trouve à 1,75 V, niveau de tension qui alimente la source de tension de référence que constituent la résistance R2 et la LED D1. La mémoire est mise en mode transparent, un flanc montant appliqué à l'entrée apparaît, après un temps de transfert  $t_{PD}$  de 8 ns, sous la forme d'un flanc d'impulsion montant à la sortie. Il faut, en ce qui concerne le flanc d'impulsion montant à l'entrée que la crête de tension soit supérieure au potentiel de la masse. C1 transfère à l'entrée *LATCH* (broche 5) ce changement de tension à la sortie. Dès que la tension à cet endroit tombe en-deçà de 1,4 V, la mémoire interne passe en mode *verrouillage*. La sortie n'est plus reliée au comparateur de sorte que ce qui se passe à l'entrée pendant la durée de blocage n'a plus la moindre importance. Le réseau intégrateur constitué par C3 et R1 permet de paramétrer entre 100 et 500 ns cette durée de blocage.

Le comparateur réagit à une durée de blocage minimale de 10 ns, cette durée étant cependant trop courte pour un traitement en aval par oscilloscope.





Cette électronique ne réagit qu'à une crête présentant à l'entrée non-inverseuse un flanc montant de potentiel supérieur au potentiel de la masse. Dans le cas de tensions d'entrée qui restent dans la plage de la tension d'alimentation analogique négative (0 à -5 V) la mémoire interne reste transparente en permanence, les crêtes n'étant plus allongées dans ce cas-là. S'il n'est question que de tensions d'entrée positives, on pourra interconnecter les deux tensions d'alimentation ( $V_{CC}$  et  $V_{DD}$ ) et les alimenter à l'aide d'une tension d'alimentation asymétrique (+5 V).

Une électronique travaillant à de telles vitesses requiert un dessin de circuit imprimé bien pensé. Il faudra veiller à raccourcir au maximum la longueur des broches ! Les condensateurs seront, de préférence, soudés directement sur les broches du circuit intégré.

La broche 3 est repliée, en veillant à ce qu'elle ne touche pas la platine, le signal d'entrée étant directement appliqué à cette patte par le biais d'un morceau de câble coaxial ou torsadé. L'air reste le meilleur isolant.

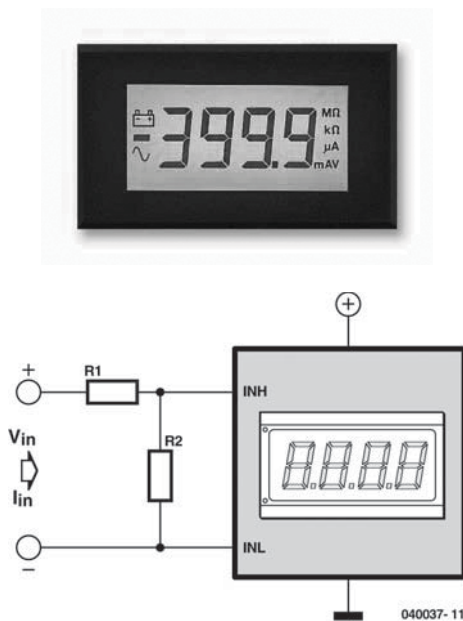
Il ne faut pas, en ce qui concerne le blindage du câble coaxial, agglomérer celui-ci sous la forme d'une tresse, mais le souder à un conducteur de cuivre relié lui-même au plan de masse ! Il faudra en outre veiller à bien séparer les lignes d'alimentation analogique et numérique et à les découpler (C1 et C2), même si la tension d'alimentation adoptée est unipolaire (+5 V). Il faudra utiliser des régulateurs de tension doubles ! La double alimentation en tension requiert, avec ses temps de commutation très courts, une platine double face dotée d'un plan de masse sur l'une de ses faces.

(034057)

Klaus J. Thiesler

## 303 Des gammes pour un voltmètre

MESURE & TEST



Des modules de voltmètre, on en trouve en abondance, aussi bien à écran LCD qu'à LED. Habituellement, leur gamme de base est 200 mV en continu, vous ne pouvez pas mesurer plus de 0,2 V, ce qui n'est pas très utile. Heureusement, il est assez simple d'étendre leur domaine de mesure vers les

	Plage	R1	R2
$V_{in}$	2 V	910k	100k
	20 V	1M	10k
	200 V	1M	1k
	2000 V	1M	100 $\Omega$
$I_{in}$	200 mA	0 $\Omega$	1k
	2 mA	0 $\Omega$	100 $\Omega$
	20 mA	0 $\Omega$	10 $\Omega$
	200 $\mu$ A	0 $\Omega$	1 $\Omega$

ces modules pour sonder des intensités de courant. Mesurer des tensions plus hautes demande de les atténuer à l'aide d'un diviseur de tension. On leur adjoint donc R1 et R2. Si R1 se trouve en série avec l'entrée + du module, R2 vient en parallèle sur les bornes d'entrée. Le **tableau** montre le rapport correct entre R1 et R2. La plupart des modules présentent une impédance d'entrée de 10 M $\Omega$ . Avec l'atténuateur, elle tombera à 1 M $\Omega$ , c'est encore suffisant pour la plupart des mesures.

Avant de mesurer un courant à l'aide d'un voltmètre, il faut convertir ce débit en une tension équivalente en lui faisant traverser une résistance. Le tableau vous renseigne également sur les valeurs de ces résistances.

Contrairement à la résistance d'un voltmètre, celle qui se situe à l'entrée d'un ampèremètre se doit d'être la plus basse possible. Sa valeur dépend de la gamme souhaitée et vaut celle de R2. Mais il ne faut pas oublier que la chute de tension à ses bornes ne peut excéder 0,2 V, puisqu'elle se trouve à l'entrée du module.

Lors des mesures, faites attention à ce que des tensions dangereuses, voire mortelles peuvent

atteindre ces composants, certainement sur les gammes de 200 et 2000 V. Et puis pensez aussi que n'importe quelle pièce, même une résistance, ne tolère pas *ipso facto* de pareilles tensions à ses bornes. Il faut absolument, pour ces gammes-là, vous procurer des résistances spécialement destinées à cet usage particulier.

(040037-1)

## 304 Module de substitution d'affichage LCD standard

DIVERS

Nombre de réalisations décrites dans nos colonnes comportent un affichage LCD. Dans la grande majorité des cas la seule fonction de cet affichage est de visualiser l'un ou l'autre texte. Ce type d'affichage est sensiblement meilleur marché (façon de parler) que les affichages LCD capable de visualiser des images 100% graphiques.

Pour peu que les conditions d'éclairage soient acceptable et que le réglage du contraste soit correct, la lisibilité de la plupart des affichages LCD est parfaitement adéquate. Cette situation change du tout au tout lorsque la luminosité ambiante diminue. Certains types d'affichages LCD sont dotés d'un rétro-éclairage (*backlight*). Comme le laisse supposer sa dénomination, il s'agit d'une source de lumière placée derrière l'affichage. Avec ce type de lumière, l'ensemble de l'affichage devient clair exception faite des emplacements où doit être visualisé un pixel. Ces différents emplacements « noircis » constituent le texte ou l'image.

Il est possible d'améliorer la reproduction du texte si l'on fait en sorte que ce soient les lettres qui s'allument et que le reste de l'affichage reste noir. On pourrait envisager une solution logicielle à ce problème, mais en raison du procédé de fabrication mis en œuvre, il est impossible de noircir la totalité de l'écran de l'affichage. Il existe des affichages qui n'ont pas ce problème, ils sont connus sous la dénomination d'affichages UDF. Ces derniers allument les pixels au lieu de les noircir. L'inconvénient que présentent ces affichages est l'importante de la tension requise pour obtenir l'allumage des pixels.

Heureusement, une société japonaise, Noritake, a mis récemment sur le marché une série de modules VDF (la série CU) qui sont compatibles avec les affichages LCD standard. Ils sont dotés d'un convertisseur qui est chargé de produire la tension élevée requise pour obtenir l'allumage des pixels. Pour le reste, l'interface de programmation et le connecteur sont ceux des modules LCD standard. Ceci signifie que tout projet faisant appel à un affichage LCD standard pourra recevoir, à la place de ce dernier un affichage VDF de la série CU de ce fabricant. Il faudra cependant tenir compte du fait que ce type de module consomme plus de courant que son homologue standard, ce qui est facile à comprendre vu que ce sont les modules qui produisent leur propre lumière. Dans le cas d'un affichage classique de 2 lignes de 16 caractères, le courant maximal nécessaire est de quelque 150 mA, intensité qui grimpe à 550 mA au maximum dans le cas d'un affichage à 4 lignes de 40 caractères.

Si nous avons éveillé votre curiosité, pourquoi ne pas faire un petit saut sur le site Internet de ce fabricant sis à l'adresse :

<http://www.noritake-itron.com>

Il est fort probable que la disponibilité de ce type d'affichage soit encore précaire, mais cela ne vous coûtera rien de demander à votre revendeur de composants favori. Noritake possède, pour le moment, des bureaux en RFA et au Royaume-Uni.

(034065)

## 305 Thermo-commutateur

DIVERS

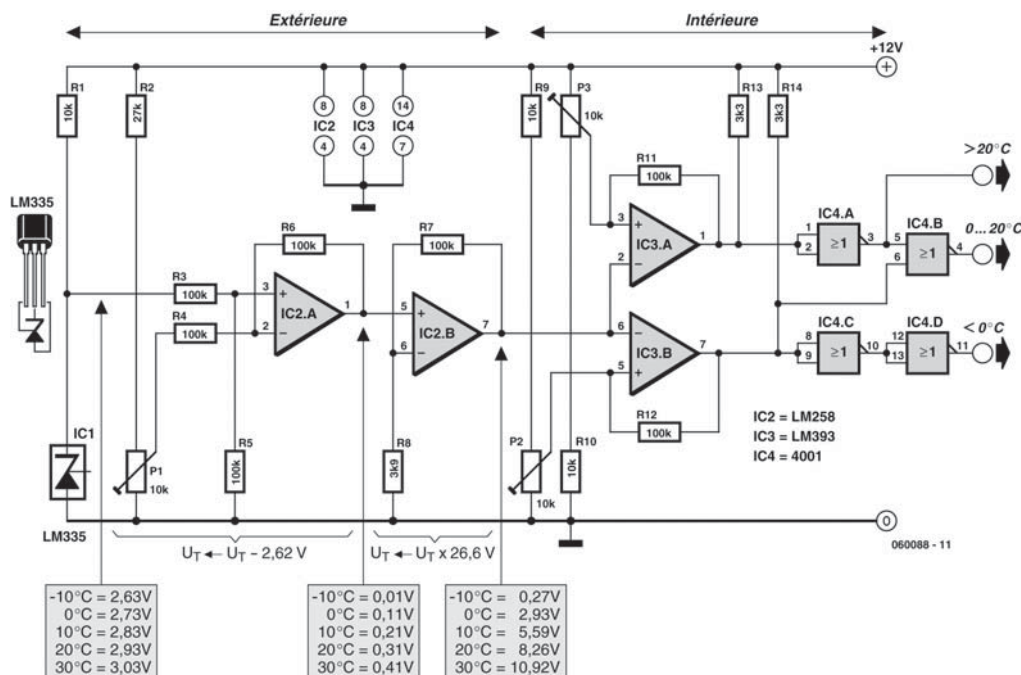
Le LM335 est un capteur de température bon marché dont la plage s'étend de  $-40$  à  $+100$  °C. Nous l'utilisons dans ce montage pour apprendre s'il gèle dehors ou si la température est supérieure à  $20$  °C. Dans le premier cas, il faut être conscient que l'on risque de se casser une patte ou que le robinet d'arrosage extérieur risque de geler, dans le second qu'il est possible d'ouvrir les fenêtres pour aérer l'habitation et couper le chauffage central. L'utilisateur a la possibilité de paramétrer les températures de consigne.

La sortie du LM335 fournit une tension de  $10$  mV/K. Pour trouver la température correspondante en °C il suffit d'enlever  $273$  à cette tension. Ainsi, si l'on relève une tension de sortie de  $2,98$  V, cela signifie que la température est de  $298 - 273 = 25$  °C.

Pour la présente application, nous pouvons réduire la fenêtre de la plage pour qu'elle aille de  $-5$  °C ( $2,68$  V) à  $+25$  °C ( $2,98$  V), domaine dont la « largeur » n'est que de  $0,3$  V. Ceci explique que nous commençons par « étaler » cette petite fenêtre en nous aidant de deux amplis op présents dans IC2.

rence à une valeur de  $2,62$  V très précisément. IC2.A compare la tension de sortie de IC1 à cette tension de référence et transmet la différence à IC2.B. Les résistances R7 et R8 associées à IC2.B permettent de réaliser un amplificateur chargé de donner un gain de  $27\times$  à ce signal. La tension de sortie pour la plage de température allant approximativement de  $-10$  à  $+30$  °C bat maintenant un domaine de tension s'étendant de  $0$  V environ à  $+11$  V. A noter que toute tolérance au niveau des valeurs des résistances peut entraîner un léger décalage des tensions indiquées. Assurez-vous d'utiliser une tension de  $12$  V bien régulée sachant que toute variation de la tension d'alimentation est également prise en compte par IC2.B lors de l'amplification.

Nous allons ensuite, à l'aide de deux comparateurs intégrés dans IC3, voir s'il gèle dehors ou si la température dépasse  $20$  °C. IC3.A et P3 servent à régler le point de basculement à une température de consigne proche de  $0$  °C. IC3.B associé à P2 remplit une fonction similaire pour la consigne de  $20$  °C. Comme il est difficile, en pratique, de reproduire les conditions nécessaires à P2 et P3, il nous faudrait attendre que la température atteigne un jour  $0$  °C et



l'autre 20 °C, nous avons opté pour un réglage initial aux valeurs théoriques (P2 à 2,93 V et P3 à 8,26 V). Vous pourrez, ultérieurement, peaufiner le réglage si les points de commutation diffèrent sensiblement des valeurs de température souhaitées.

Enfin, les deux signaux de sortie servent à produire, par le biais de quatre portes NON-OU (NOR) une triplette de signaux de commutation utilisés pour visualiser, à l'aide de trois LED dans quelle plage se trouve la température. On utilisera de préférence des LED faible courant pour éviter de surcharger les

portes CMOS et on les reliera à la ligne de masse au travers d'une résistance de 3kΩ3.

La meilleure solution consiste à placer la partie gauche du schéma (IC2.B, R7 et R8 y compris) à l'extérieur, sa partie droite restant à l'intérieur. Il n'y a pas de problème alors à utiliser un câble de liaison de 10 m. Il faudra dans ce cas-là implanter un condensateur de 100 µF/16 V sur la tension d'alimentation de la platine extérieure.

On pourra, en principe, utiliser un LM358 au lieu du LM258, sachant cependant que le fabricant n'en garantit pas le fonctionnement en-dessous de 0 °C.

(060088-1)

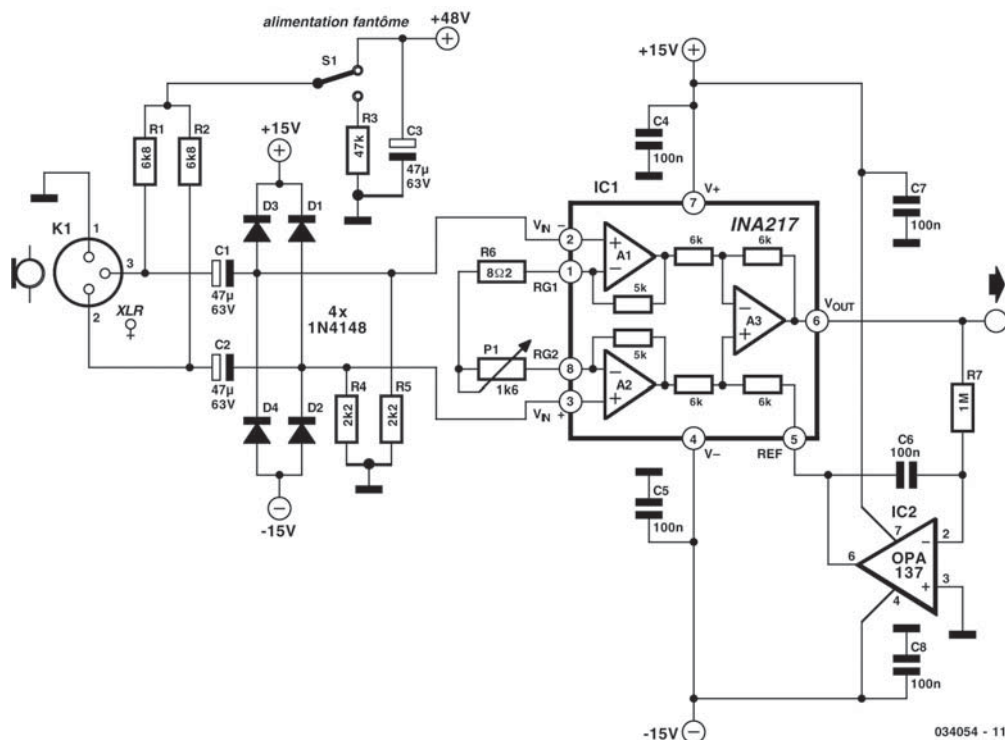
Heino Peters

### 306 Préamplificateur de micro symétrique

AUDIO & VIDÉO & PHOTO

Nous avons, voici quelques années déjà (dans le numéro 233, novembre 1997, page 22 et suivantes), décrit un (pré)amplificateur pour micro stéréophonique doté d'entrées symétriques et alimenté par le biais d'une alimentation fantôme. Le cœur de cette réalisation était un circuit intégré spécialisé de Analog Devices, le SSM2017. Analog Devices a mal-

heureusement cessé la production de ce composant et propose, en remplacement, un circuit intégré compatible broche à broche, le AMP02. Cependant, de par ses spécifications, ce composant convient malheureusement moins bien comme amplificateur pour micro.



Texas Instruments (ligne de produits Burr-Brown) propose quant à lui un amplificateur d'instrumentation intégré, le INA217 dont les caractéristiques sont mieux adaptées à l'application envisagée. Notons au passage que l'on recommande également ce composant en remplacement du SSM2017. Le retour en courant (*feedback*) interne garantit une distorsion faible (THD+N de 0,004% dans le cas d'un gain de 100), un bruit de l'étage d'entrée faible (1,3 nV/√Hz) et une bande passante importante (800 kHz à un gain de 100). Ce composant connaît une plage de tension d'alimentation très large puisqu'elle va de  $\pm 4,5$  à  $\pm 18$  V. La consommation de courant du INA217 ne dépasse pas  $\pm 12$  mA au maximum. Le gain est défini par le biais d'une seule résistance, à savoir celle prise entre les broches 1 et 8 du circuit intégré.

Le schéma proposé ici est une application standard de cet amplificateur d'instrumentation. R1 et R2 fournissent l'alimentation fantôme séparée au microphone connecté au système (approche plus particulièrement utilisée dans les milieux professionnels).

L'inverseur S1 permet de la mettre ou non en fonction. Les condensateurs C1 et C2 empêchent la tension fantôme d'atteindre les entrées de l'amplificateur. Si l'on ne prévoit pas d'utiliser une alimentation fantôme il n'est pas nécessaire d'implanter les résistances R1 et R2 ; dans ce cas-là il est préférable, d'utiliser, pour les condensateurs C1 et C2, des variantes MKT. Les diodes D1 à D4 servent à protéger les entrées du INA217 contre des tensions d'entrée de niveau trop élevé (lors de

l'application de la tension fantôme par exemple). R4 et R5 servent à forcer l'étage d'entrée du circuit intégré au potentiel de la masse.

La prise du potentiomètre P1 en série avec la résistance R6 permet de rendre le gain variable. P1 prendra de préférence la forme d'un potentiomètre audio logarithmique inverse spécial de sorte que le réglage de volume pourra alors quand même suivre une échelle dB proportionnelle.

De par les courants de polarisation (12 mA au maximum !) des entrées il naît, aux bornes des résistances d'entrée R4 et R5, des tensions d'offset. Selon le facteur d'amplification (gain) adopté celles-ci peuvent se traduire, à la sortie, par un offset relativement important (plusieurs volts). Si l'on veut se dispenser d'avoir à implanter un condensateur de découplage en sortie, on pourra opter pour un réglage actif de l'offset. Dans le présent montage nous utilisons un amplificateur opérationnel à FET, un OPA137 à faible offset d'entrée, monté en intégrateur interconnecté à la broche 5 de sorte que la sortie se trouvera toujours à 0 V. Cet amplificateur opérationnel n'est pas pris dans le trajet du signal et n'a partant aucune influence sur la qualité du signal. Rien n'interdit bien évidemment d'utiliser ici un autre type d'amplificateur opérationnel à condition qu'il ait un offset faible. La consommation de courant de cette électronique dépend principalement du courant de repos de IC1, vu que le OPA137 ne consomme lui qu'un tout petit 0,22 mA.

(034054)

Application Texas Instruments

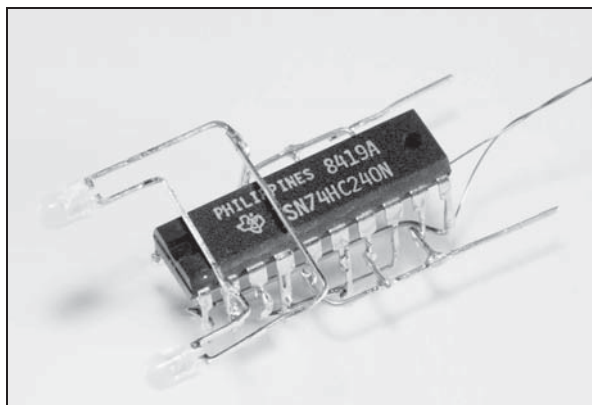
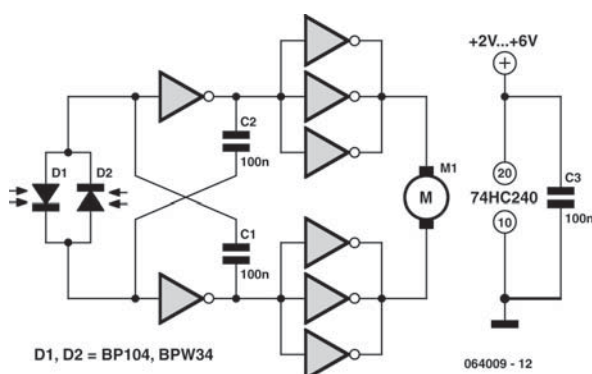
## 307 Suiveur de lumière

### JEUX & MODÉLISME

On atteint parfois des résultats inespérés avec peu de moyens. Voici un circuit capable de suivre des yeux une source lumineuse, par exemple le soleil ou une grosse lampe, pour autant qu'il soit équipé d'un moteur, naturellement. Vous pouvez l'utiliser pour diriger sans cesse une cellule solaire vers son astre préféré, pour mener par le bout du nez un véhicule robotisé ou tout ce qui vous passe par la tête. L'objectif est d'y coupler avec un certain délai un petit moteur qui fait tourner tout le dispositif. Le moteur tournera à gauche ou à droite jusqu'à trouver l'angle le plus lumineux.

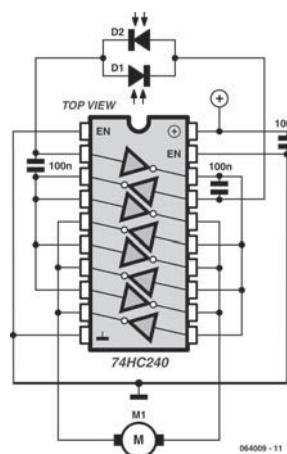
Si vous jetez un œil au schéma, vous découvrirez vite comment tout cela s'emmanche. La puce 74HC240 héberge huit portes logiques, de petits amplis inverseurs, dont certains sont branchés en parallèle pour pouvoir fournir davantage de courant au moteur. Chaque commande de moteur est pilotée par un de ces amplis auquel une diode photosensible est branchée. Les deux diodes sont branchées tête-bêche. Une diode photosensible frappée par la lumière fournit un courant dont l'intensité croît avec la quantité de lumière reçue. Si deux diodes sont soumises au même éclairage, leurs courants se compensent exactement. En cas d'éclairage





différent, c'est celle qui perçoit le plus de lumière qui l'emporte. Il subsiste alors un certain courant qui, par exemple, charge C1 et décharge C2. La tension aux bornes des condensateurs varie et à un moment donné, leurs tensions seront tellement différentes que le niveau logique de la porte à laquelle ils sont branchés va basculer. Le moteur va changer de sens. Après un moment, l'éclairement des diodes en sera modifié et un peu plus tard, le moteur changera de sens à nouveau. Et ça ne s'arrête jamais.

Mais si l'on a bien choisi C1 et C2, le moteur s'arrêtera gentiment au lieu de se dandiner autour de l'axe le plus lumineux. Si le moteur dépasse le point



d'équilibre, il faut réduire la valeur des condensateurs.

La puce utilisée travaille sous des tensions entre 2 et 6 V. Il faut donc que le moteur tourne avec une de ces tensions. Nous avons choisi à dessein un circuit intégré de tampons, parce qu'ils peuvent fournir davantage de courant. Mais 100 mA au total pour trois sorties en parallèle est vraiment un maximum.

Vous pouvez utiliser presque n'importe quel type de diode photosensible. Elles ne présentent pas toutes la même sensibilité, il vous faudra regarder deux choses. Moins la diode est sensible, plus il lui faut de lumière pour fonctionner, donc à l'extérieur au soleil, mais pas à l'intérieur. Une diode peu sensible produit moins de courant et le risque de voir le moteur trembler augmente. Il faut alors diminuer la valeur de C1 et C2.

Sur la photo du prototype, vous verrez que même des LED ordinaires peuvent servir de capteurs bon marché. Elles sont très peu sensibles et ne délivrent que quelques microampères, ne les utilisez qu'en plein soleil.

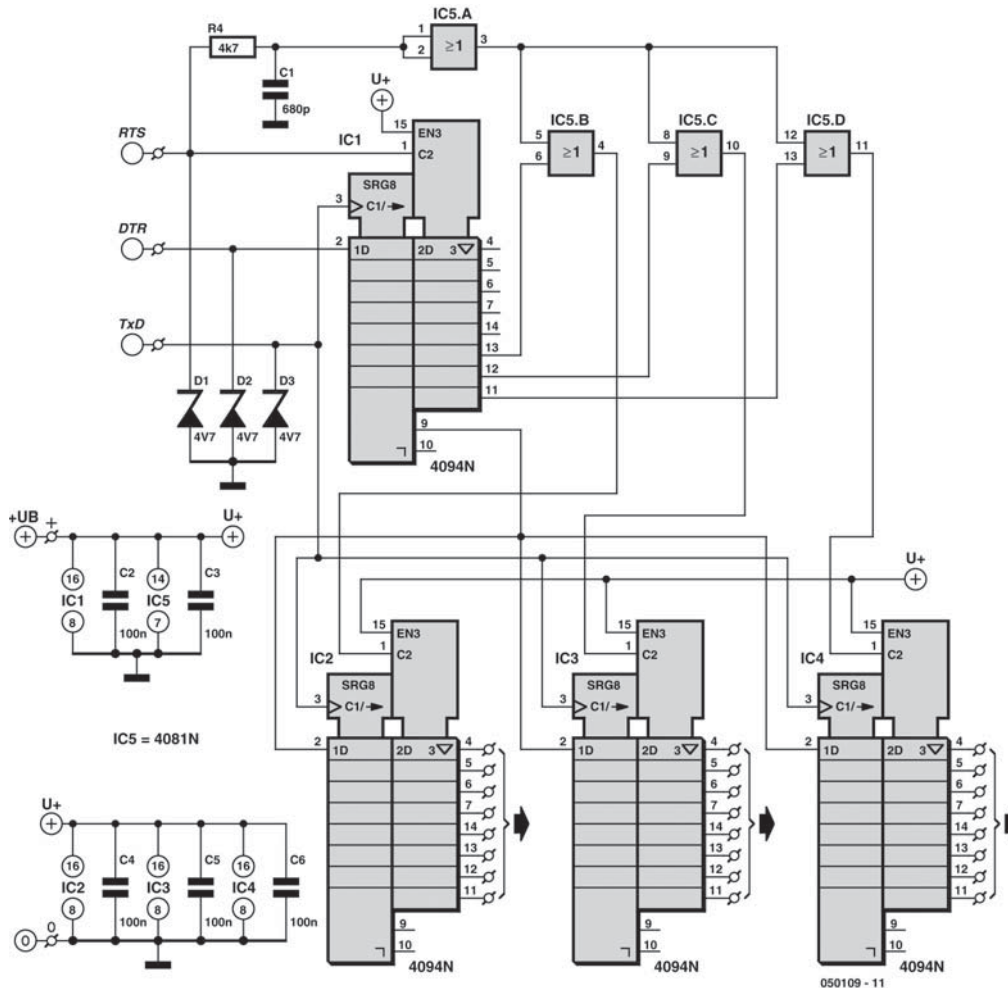
(064009-1)

## 308 Extension de l'interface universelle

### MICRO-INFORMATIQUE

L'interface universelle pour Windows de Burkhard Kainka (Elektor 12/99, page X10) met à disposition sous Windows, par commande directe des interfaces série du PC, outre diverses entrées, également huit sorties numériques.

Le programme (téléchargeable gratuitement depuis le site Elektor [www.elektor.fr](http://www.elektor.fr) – Extension de l'interface universelle, 996034-1.zip) transfère, au rythme défini par le ligne TxD, 8 bits de données par le biais de la ligne DTR dans un registre à



décalage du type 4094 et les présente, simultanément, sur le flanc montant du signal d'échantillonnage RTS, à la sortie. Il est facile d'étendre cette construction par la mise en cascade de plusieurs registres à décalage, de sorte qu'il est possible de traiter, théoriquement, des mots de données d'une longueur quelconque par sections d'un octet (8 bits).

Le schéma montre que le registre à décalage IC1 est, comme précédemment, connecté à l'interface du PC et que c'est lui qui reçoit les données en premier, mais que l'on a connecté trois 4094 supplémentaires à sa sortie de cascade sérielle (broche 9). Sur cette ligne de cascade apparaît toujours le dernier (et huitième) bit du registre à décalage. Les trois registres se voient appliquer, par le biais des

portes NON-ET (NAND) IC5.B, IC5.C et IC5.D, leur impulsion d'échantillonnage (*Strobe*), légèrement retardée par le réseau R4/C1, à l'instant précis où la sortie correspondante Q6 à Q9 du premier registre est active.

Le programme transfère, par le biais d'un mot de 16 bits, l'adresse et les données d'un second octet d'un seul coup. Il suffit, pour sélectionner, par exemple, Q6 et donc IC2, d'ajouter tout simplement 2048 à la valeur de sortie, pour IC3 se serait 4096 qu'il faudrait ajouter, et 8191 pour IC4. Il faudrait procéder de la même façon pour d'éventuels 4094 qui seraient connectés aux sorties libres de IC1 (broches 4 à 7 et broche 14).

(050109-1)

Roland Plisch

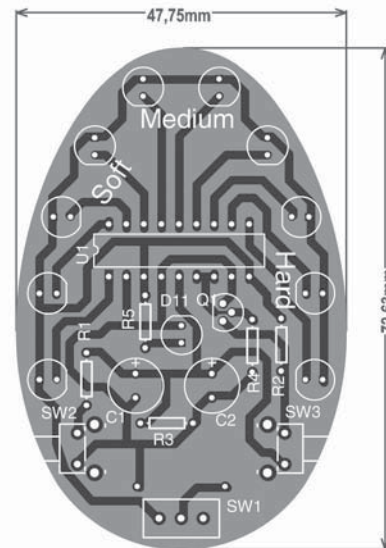


sur dix LED qui s'éteignent l'une après l'autre au fur et à mesure.

Il va de soi que ce sablier renferme des entrailles numériques. Chaque LED doit s'allumer un temps donné et de plus la logique se charge du réglage et de du décompte du temps. Alors, choisir quelques circuits intégrés logiques ou un petit microcontrôleur ? Ou bien quelque chose de tout différent ?

En fait, c'est encore beaucoup plus simple. On peut réaliser un tel sablier en technique analogique. Comme élément déterminant de la durée, on choisit un simple réseau RC, que les électroniciens du numérique ne connaissent guère que par ouï-dire, du temps des cours de technologie au collège. Si un C chargé se décharge à travers un R, la tension diminue suivant une courbe typique (ligne rouge). Cette courbe représente une fonction exponentielle. Si on affectait chaque LED à une fenêtre de tension de 0,5 V par exemple, la première apparaîtrait toujours éteinte, la suivante serait allumée un peu plus longtemps, la troisième encore un peu plus, et ainsi de suite. Ce serait loin de l'idéal. Mesurer cette tension de façon linéaire serait du travail bâclé.

La solution du problème tient dans l'utilisation du circuit intégré LM3915. Il s'agit d'un *Dot/Bar-Display-Driver*, ou pilote d'afficheur par point ou barre, pour 10 LED. Il contient une chaîne de dix comparateurs qui comparent la tension d'entrée à différentes tensions de référence. Dans la version LM3915, l'étagement des tensions de référence est logarithmique, ce qui compense la courbe exponentielle du réseau RC. Le résultat est que les temps d'allumage des LED sont égaux. Dans le circuit, le réseau RC qui sert de base de temps est constitué du montage parallèle C1/C2 et de R3. Deux petits condensateurs sont moins volumineux qu'un gros, d'où l'assemblage en parallèle. Les deux touches SW2 et SW3 servent à régler la durée. Une pression sur SW3 l'allonge, une pression sur SW2 la raccourcit. Dès que la valeur voulue est atteinte, le décompte commence. Le transistor Q1 limite la tension maximale de C1 et C2. Sans lui, on pourrait charger le condensateur jusqu'à la tension maximale d'alimentation, ce qui donnerait une durée excessive pour la première LED. Le transistor limite la tension à quelque 0,6 V au-dessus de la tension de référence (broche 7 de U1). La résistance R4 sert à charger la référence de tension avec au minimum 0,5 mA. Cela règle en même temps la



luminosité des LED, puisque le courant qui les traverse dépend du courant qui traverse la référence de tension.

À l'aide du dessin de platine représenté, il est possible de fabriquer un circuit imprimé pour le sablier. Pour une exposition correcte, il est important d'appliquer sur le cuivre le dessin des pistes imprimé sur un film transparent de format 72,6 × 47,8 mm. On trouvera sur la page ouëbe consacrée à cet article un fichier pdf à imprimer. Cliquer simplement sur le dessin, le lecteur Adobe doit démarrer. Le film imprimé permet de faire réaliser une platine dans une boutique d'électronique, si on ne veut pas manipuler soi-même la chimie nécessaire.

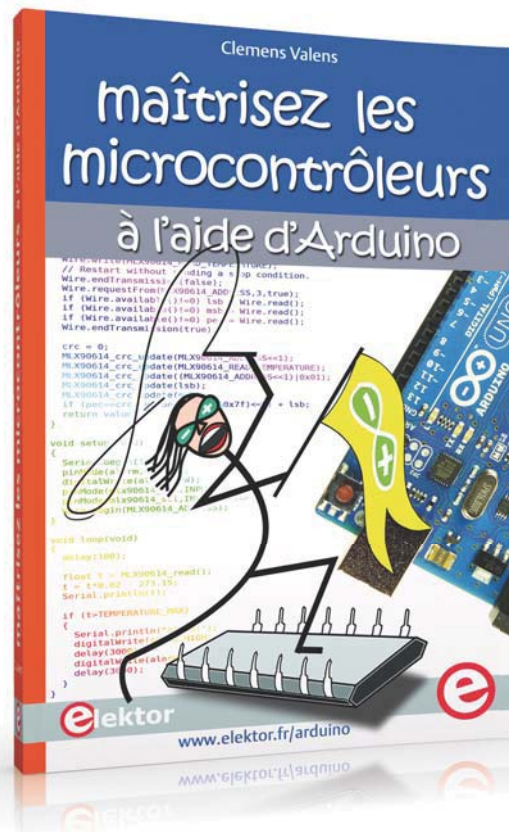
La platine est d'abord équipée comme d'habitude des résistances, puis des condensateurs. Viennent ensuite les LED et le transistor. Le support est recommandé pour le circuit intégré, enfin viennent les LED et le porte-pile monté au dos de la platine pour deux piles AAA de 1,5 V câblées en série. Une modification de la capacité de C1, C2 et R3 permet d'obtenir un temps de cuisson maximal différent.

#### Lien Internet

[1] [www.cuisine-recettes.com/pages/recette.php/oeufs\\_a\\_la\\_coque.html](http://www.cuisine-recettes.com/pages/recette.php/oeufs_a_la_coque.html)

(070398)

Rob Reilink



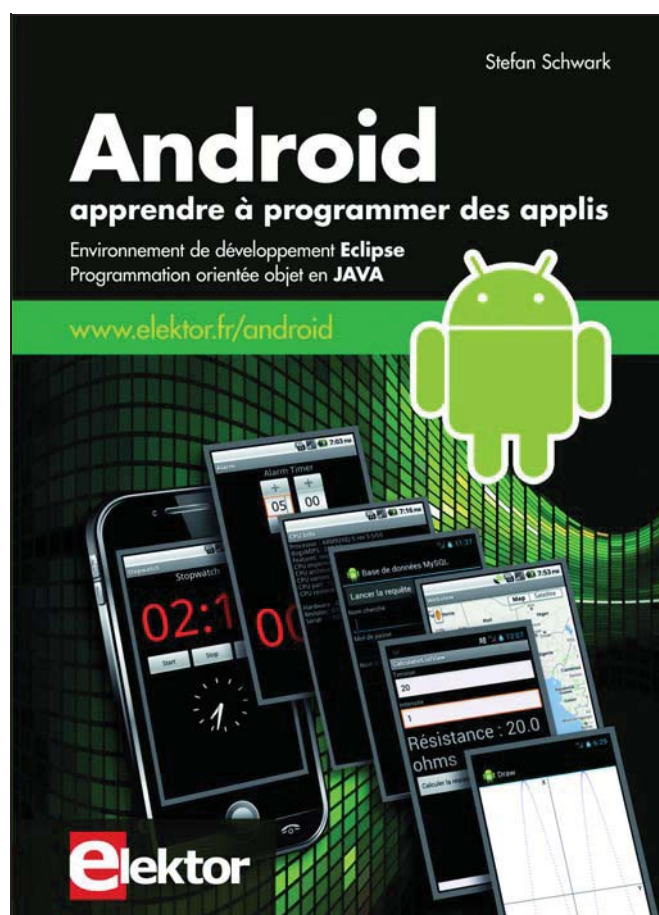
Maîtrisez les microcontrôleurs à l'aide d'Arduino

ISBN : 978-2-86661-190-3

[www.elektor.fr/arduino](http://www.elektor.fr/arduino)







Android - Apprendre à programmer des applis

*Environnement de développement Eclipse*

*Programmation orientée objet en JAVA*

ISBN : 978-2-86661-187-3

[www.elektor.fr/android](http://www.elektor.fr/android)



# 310 circuits

Cet ouvrage est un trésor : il réunit 310 schémas d'électronique analogique, logique ou numérique, des programmes, des liens vers des sites internet, des tableaux de caractéristiques de composants et des dessins de circuit imprimé. Il est le onzième volume de la collection « 300 circuits » (301... 302... 303... 304... 305... 306... 307... 308... 309 circuits). Ses deux tables des matières alphabétique et thématique vous permettent de trouver rapidement et facilement parmi les 310 articles proposés ceux qui correspondent à vos besoins.

Ces articles viennent des numéros doubles récents de la revue Elektor, publiés chaque année en été, et appelés numéros Hors-Gabarit, par allusion à leur contenu exceptionnellement riche. Ils forment un véritable catalogue d'idées, de trouvailles et d'astuces. C'est une source d'inspiration inépuisable, et à partir de laquelle chacun élaborera ses propres variantes qu'il combinera ensuite à sa guise avec d'autres circuits.

Tous les domaines familiers et usuels de l'électronique sont abordés :

- alimentations, régulateurs et chargeurs
- audio & vidéo
- communication
- hautes fréquences
- informatique
- jeux & modélisme
- maison & automobile
- mesure & test
- processeur & contrôleur

Les robots et leurs accessoires (moteurs, capteurs, mécanique) arrivent en force.

Certaines de ces réalisations sont présentées sous une forme succincte, d'autres sont élaborées avec schéma détaillé, dessin de circuit imprimé, liste de composants complète et circuit imprimé, ces fameux circuits imprimés qui ont fait une partie de la réputation d'Elektor.

Un concentré de tout le savoir-faire du laboratoire d'Elektor pour un prix modique. On y trouve beaucoup plus que ce qu'on y cherche.



elektor  
publitronic  
[www.elektor.fr](http://www.elektor.fr)

isbn

978-2-86661-192-7